CENA 1 zł.

RADIOTECHNIK

ILUSTROWANY MIESIĘCZNIK POPULARNO-TECHNICZNY POŚWIĘCONY RADIOTECHNICE I DZIEDZINOM POKREWNYM

PISMO NIEZALEŻNE

Rok IV

Nr 3
MARZEC
rok 1939

Adres Redakcji i Administracji
Warszawa 1, Złota 32 m 3
Tel. 2-05-97
Konto P. K. O. 2366

Redaktor Naczelny i Odpowiedzialny
Inż. Karol Witkowski

Wydawca
Mieczysław Kuczyński

TREŚĆ NUMERU

Opóźniona automatyczna regulacja siły odbioru, a zniekształcenie

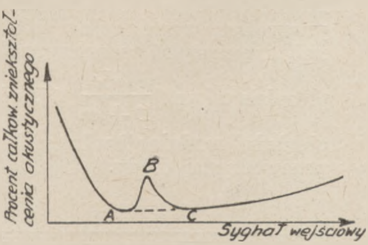
Podstawową zasadą, na której opierają się wszystkie układy automatycznej regulacji siły odbioru, jest wykorzystanie składowej stałej powstającej w wyniku procesu detekcji wejściowego napięcia nośnego dla zmiany ujemnego potencjału siatek sterujących lamp wielkiej częstotliwości. Z uwagi na to, że pełne wzmocnienie odbiornika jest niezbędne dla małych sygnałów wejściowych, opóźnia się zazwyczaj działanie automatycznej regulacji siły odbioru aż do chwili, gdy pewien określony poziom sygnału zostanie osiągnięty. Opóźnienie to uzyskuje się najczęściej za pomocą oddzielnej lampy detekcyjnej mającej odpowiednie ujemne napięcie, zwane napięciem opóźnienia, które zapobiega detekcji sygnałów poniżej pewnego poziomu. W nowoczesnych aparatach rolę takiej lampy detekcyjnej spełnia dioda, której anoda posiada ujemny potencjał względem katody. Okazuje się, że taki system opóźnionej automatycznej regulacji siły odbioru jest źródłem zniekształcenia akustycznego, którego analiza jest przedmiotem niniejszego artykułu.

Wyniki badania akustycznego odbiornika wyposażonego w dodatkową diodę dla automatycznej opóźnionej regulacji siły odbioru dają się ująć w postaci krzywej, która przedstawia procent zniekształcenia w funkcji napięcia wejściowego. Krzywę tę uwidacznia *rysunek 1-szy*. Należało by oczekiwać, że zniekształcenie będzie się zwiększało powoli wraz z sygnałem aż do momentu, w którym nastąpi przesterowanie lampy głośnikowej. Ale przebieg krzywej jest zgoła odmienny. Nagły wzrost zniekształcenia w punkcie *A* do maksimum *(B)* i spadek do normalnej wartości w punkcie *C* wydaje się paradoksem. Jednakże głębsza analiza tego zjawiska wykazuje, że *A* odpowiada momentowi, w którym automatyczna regulacja siły odbioru zaczyna działać. Teza ta znajduje uzasadnienie w eksperymentach, przeprowadzonych przez *K. R. Sturleya*, które omówimy niżej. Przy tych doświadczeniach automatyczna regulacja była wyłączona i stosowano ręczną regulację wzmocnienia lamp w. cz. w taki sposób, aby uzyskane napięcie wyjściowe miało dla każdego sygnału wejściowego tę samą wartość, co przy automatycznej regulacji siły odbioru. Otrzymana w tych warunkach charakterystyka zniekształcenia jest niemal identyczna z krzywą widniejącą na *rysunku 1-szym* z tą jedynie różnicą, że punkty *A* i *C* są połączone linią prostą, zaznaczoną kreskami. Fakt ten dowodzi, że odpowiedzialność za dodatkowe zniekształcenie ponosi obwód automatycznej regulacji siły odbioru (regulację taką będziemy w dalszym ciągu dla prostoty ewentualnie nazywali „*automatyką*”). Dalsze eksperymenty miały za cel wykrycie czynników, wywołujących zniekształcenia, których źródło tkwi w obwodzie opóźnionej automatyki. Układ doświadczalny składał się z generatora sygnałów modulowanych częstotliwością *400 c/s* oraz z przyłączonego doń fragmentu odbiornika, uwidocznionego na *rysunku 2-gim*.

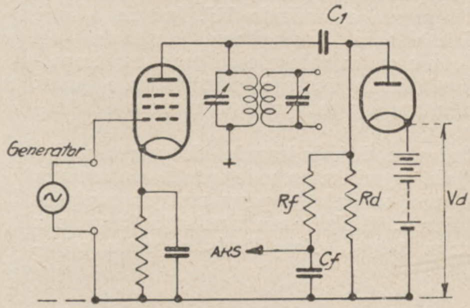
Fragment ten zawiera pentodę z transformatorem pośredniej częstotliwości w jej obwodzie anodowym oraz diodę dla opóźnionej automatyki. Dioda łączy się z anodą pentody za pośrednictwem kondensatora C_1, a napięcie opóźnienia *(Vd)* jest włączone między katodę diody, a ziemię. Diodę bocznikuje opór *Rd* oraz filtr oporowo-pojemnościowy *Rf Cf*, dzięki czemu tylko stałe napięcie (ujemne) przedostaje się na siatki lamp, których wzmocnienie ma podlegać automatycznej regulacji. Do wtórnego uzwojenia transformatora pośredniej częstotliwości była przyłączona dioda detekcyjna, po której następował wzmacniacz m. cz. i miernik zniekształcenia modulacji generatora. Gdy dioda regulacyjna była odłączona, zniekształcenie miało małą wartość: około *1%*. Jak już zaznaczono wyżej, napięcie wytworzone przez automatykę nie służyło do celów regulacji siły odbioru, przy czym uskuteczniono dwa rodzaje doświadczeń, a mianowicie z filtrem *Rf Cf* i bez niego.

Celem pierwszego eksperymentu było zbadanie wpływu zmiany napięcia opóźnienia na zniekształcenie. Uzyskane wyniki ilustruje *rysunek 3-ci*, który przedstawia krzywe zniekształcenia w funkcji amplitudy sygnału (modulowanego do głębokości *30%*), występującego na zaciskach pierwotnego uzwojenia transformatora pośredniej częstotliwości. Rzut oka na te krzywe poucza przede wszystkim, że *maksymalna wartość zniekształcenia jest niezależna od*

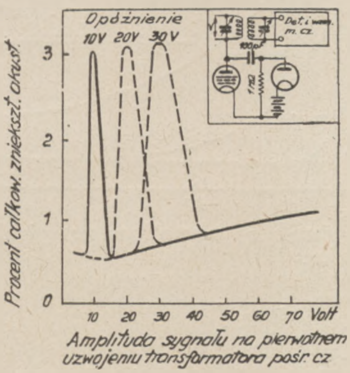
napięcia opóźnienia i zachodzi ona zawsze przy sygnale o amplitudzie równej napięciu opóźnienia. Analiza krzywej dla opóźnienia *10 V* wskazuje, że zniekształcenie (dodatkowe) zjawia się przy sygnale *7,7 V* i znika przy *14,3 V*. Jeśli fala nośna ma amplitudę *E* i jest modulowana do głębokości *m%*, obwiednia modulacji zmienia się od *E (1 + m)* do *(1 — m)*. W ten sposób obwiednia modulacji dla sygnału (o głębokości modulacji *30%*) *7,7 V* ma maksymalną wartość *7,7 (1 + 0,3) = 10 V* i podobnie sygnał *14,3 V* ma minimalną wartość *14,3 (1 — 0,3) = 10 V*. Krzywe dla napięć



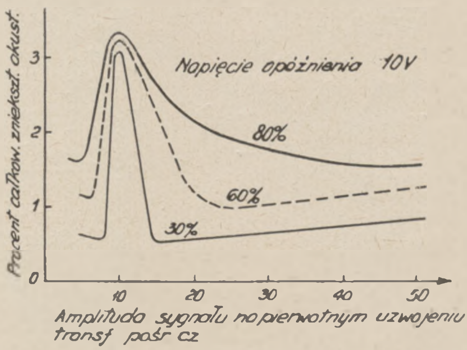
Rys.1.



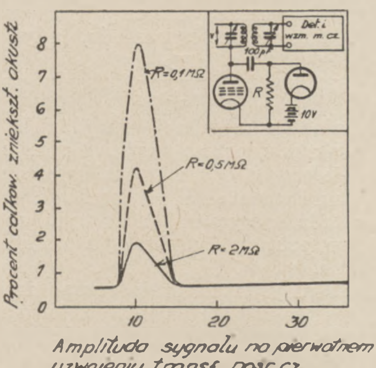
Rys. 2



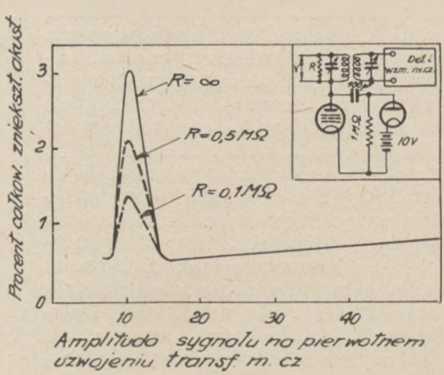
Rys. 3



Rys. 4



Rys. 5



Rys. 6

opóźnienia *20* i *30 V* dają te same wyniki, wobec czego zniekształcenie zawiera się w granicach od E_1 do E_3, przy czym

$$E_1 = \frac{V_d}{1 + m} \text{ i } E_3 = \frac{V_d}{1 - m}$$

Najwyższe zniekształcenie występuje, gdy amplituda sygnału E_2 przybiera wartość napięcia opóźnienia Vd. Innymi słowy, zniekształcenie (dodatkowe) zjawia się względnie znika zależnie od tego ,czy napięcie opóźnienia zostaje przekroczone przez maksimum czy też przez minimum obwiedni.

Następne doświadczenie dotyczyło wpływu, jaki wywiera na zniekształcenie zmiana głębokości modulacji przy stałym napięciu opóźnienia. Wpływ ten ilustrują krzywe z *rysunku 4-ego. Amplituda sygnału odpowiadająca największemu zniekształceniu jest ta sama dla wszystkich wartości głębokości modulacji i równa napięciu opóźnienia. Zmiana głębokości modulacji nie modyfikuje wartości maksymalnego zniekształcenia.* Głębokość modulacji wywiera natomiast wpływ na zakres sygnałów, objęty zniekształceniem, pochodzącym z opóźnionej automatyki. *Zakres ten rozszerza się w miarę wzrostu głębokości modulacji* zgodnie z podanymi wyżej wzorami na E_1 *i* E_2.

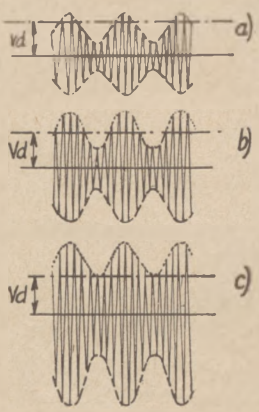
Zadaniem dalszego doświadczenia było stwierdzenie, jak się przedstawia zniekształcenie przy różnych wartościach oporu bocznikującego diodę *(R)*. Odnośne krzywe figurują na *rysunku 5-tym*. Krzywe te zostały wykreślone dla napięcia opóźnienia *10 V* i głębokości modulacji *30%*. *Zniekształcenie rośnie, gdy opór R maleje, ale granice zakresu zniekształcenia i punkt maksimum zniekształcenia pozostają niezmienione.*

Zmiana oporności pozornej obwodu anodowego pentody na skutek bocznikowania oporem *(R)* pierwotnego uzwojenia transformatora pośredniej częstotliwości ma odwrotny wpływ na zniekształcenie, jak o tym świadczy *rysunek 6-ty. Redukcja tego oporu zmniejsza zniekształcenie, ale również i w tym przypadku nie odbija się ona na położeniu czy zakresie zniekształcenia.*

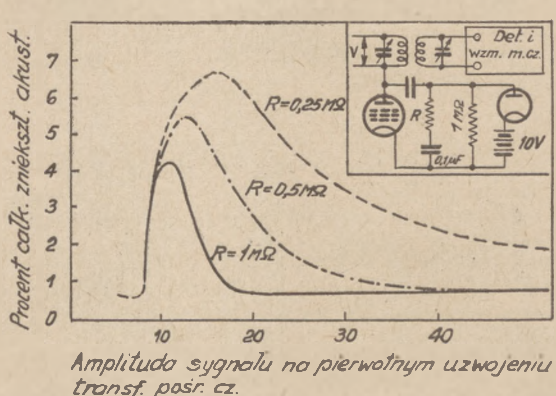
Wyniki powyższych doświadczeń dadzą się sprecyzować w nastepujących punktach:

1) Zniekształcenie było spowodowane przez diodę regulacyjną (dla opóźnionej automatyki) przy sygnale o amplitudzie równej $\frac{V_d}{1 + m}$ tj. gdy szczyt obwiedni modulacji wkraczał w zakres przewodności diody.
2) Zniekształcenie osiągało swe maksimum dla sygnału równego napięciu opóźnienia tj. gdy połowa obwiedni modulacji znajdowała się w zakresie przewodności diody.
3) Zniekształcenie znikało, gdy sygnał przekraczał $\frac{V_d}{1 + m}$ tj. gdy cała obwiednia modulacji znajdowała się w zakresie przewodności diody.
4) Redukcja oporu bocznikującego diodę zwiększała zniekształcenie.
5) Redukcja oporności obwodu anodowego pentody zmniejszała zniekształcenie.

Posiadamy teraz dostateczne przesłanki do sformułowania teorii zniekształcenia spowodowanego przez diodę służącą do opóźnionej automatyki. Oczywiście wpływ diody ujawnia się dopiero z chwilą, gdy ona zaczyna przewodzić, tj. gdy napięcie



Rys. 7



Rys. 8

sygnału dostarczone przez pentodę, jest wyższe od napięcia opóźnienia diody. To tłumaczy, dlaczego wyrażenie $E = \frac{V_d}{1+m}$ określa amplitudę sygnału, przy której pojawia się zniekształcenie, ponieważ wówczas szczyt dodatniej obwiedni modulacji właśnie wkracza w zakres przewodności diody. Pentodę można, jak wiadomo, traktować jako generator prądu o stałym natężeniu, przy czym prąd przebiega w całości przez pierwotne uzwojenie transformatora pośredniej częstotliwości, chyba, że powstaje jeszcze dodatkowa droga dla odpływu tego prądu. Z chwilą, gdy dioda zaczyna przewodzić, zjawia się właśnie ta dodatkowa droga i część prądu spływa przez diodę. Napiecie na zaciskach pierwotnego uzwojenia transformatora stanowi iloczyn prądu płynącego w tym uzwojeniu przez jego oporność i dlatego wspomniane napięcie spada, gdy prąd maleje. Zatem napiecie na pierwotnym uzwojeniu jest mniejsze (niż normalnie) w okresie przewodności diody. Zjawisko to ilustruje *rys. 7-my*. Na *rysunkach 7a* i *7b* linie kropkowane przedstawiają obwiednie modulacji przy odłączonej diodzie regulacyjnej. Na *rysunku 7a* obwiednia modulacji właśnie akurat przekracza napięcie opóźnienia i zagiecie powstaje w punkcie, w którym amplituda obwiedni dorównywa napięciu opóźnienia. To zagięcie reprezentuje zniekształcenie i gdy sygnał wzrasta, zagięcie przesuwa się ku dołowi obwiedni i wreszcie gdy sygnał dorówna napięciu opóźnienia *(rys. 7b)* — obwiednia składa się z dwóch półsinusoid o różnej amplitudzie. Jest to najgorsza sytuacja z punktu widzenia zniekształcenia i, jeśli sygnał dalej wzrasta, obwiednia staje się mniej zniekształcona. Gdy cała obwiednia modulacji *(rys. 7c)* znajduje się w zakresie przewodności diody, nie ma zagięcia i obwiednia ma swój oryginalny kształt, a jedynie jej amplituda jest zredukowana.

Rozważmy teraz wpływ oporu bocznikującego diode *(Rd)*. Gdy *Rd* maleje, mniej prądu przepływa przez pierwotne uzwojenie transformatora pośredniej częstotliwości i dlatego napiecie występujace na tym uzwojeniu będzie bardziej zredukowane, a więc zniekształcenie zwiekszone.

Gdy oporność pierwotnego obwodu jest zredukowana, więcej prądu popłynie przezeń, a mniej przez diodę, dzięki czemu zniekształcenie maleje.

Powyższe rozważania składają się na teorię zniekształcenia spowodowanego przez diodę regulacyjną bez filtra *Rf Cf*, a teraz przystąpimy do uwzględnienia roli filtra oporowo-pojemnościowego.

Rysunek 8-my obrazuje wpływ zmiany oporu w filtrze na zniekształcenie, gdy napięcie opóźnienia wynosi *10 V*, a głębokość modulacji — *30%*. Zniekształcenie zjawia się (podobnie jak poprzednio) przy sygnale $E_1 = \frac{V_d}{1+m}$, ale maksimum nie występuje, gdy $E_2 = Vd$ i nie znika, gdy $E_3 = \frac{V_d}{1-m}$, Ponadto sygnał, przy którym zniekształcenie osiąga swe maksimum, jest zależny od głębokości modulacji. Jak już stwierdziliśmy, napięcie opóźnienia decyduje o zakresie zniekształcenia i dlatego należy przypuścić, że pewna zmiana zachodzi w skutecznej wartości napięcia opóźnienia. Wzrost zniekształcenia towarzyszący zmniejszeniu *Rf* wskazuje, że równoważny opór bocznikujący diodę uległ zmniejszeniu. Wypadkowy opór równoległy do diody równa sie teraz $\frac{R_d \times R_f}{R_d + R_f}$ zamiast *Rd*.

Zaznaczyliśmy już wyżej, że prąd płynący przez diodę jest przyczyną zniekształcenia, a zatem należy się spodziewać, że maksymalne wartości zniekształcenia powinny być identyczne dla tego samego równoważnego oporu zewnętrznego diody zarówno z filtrem jak i bez niego. Krzywe z *rysunków 5* i *8* wskazują, że gdy *R'd (rys. 5)* $= \frac{R_d \,.\, R_f}{R_d + R_f}$ *(rys. 8)*, maksimum zniekształcenia jest to samo. Jeżeli się pragnie zredukować zniekształcenie (dodatkowe) wynikające z opóźnionej automatyki, należy spełnić następujące warunki:

1) opór bocznikujący diodę powinien być możliwie jak największy, a przynajmniej nie mniejszy niż *0,5 Meg*. Duża wartość tego oporu zmniejsza upływ prądu poza pierwotnym uzwojeniem transformatora pośredniej częstotliwości;
2) opór filtra *Rf* powinien być duży i nie mniejszy niż *Rd*. Okoliczność ta ma ten sam skutek, jak w punkcie *(1)*, ale ponadto ulega redukcji skuteczne napięcie opóźnienia;
3) oporność transformatora powinna być możliwie jak najmniejsza (oczywiście o tyle, o ile jest to dopuszczalne z punktu widzenia dostatecznego wzmocnienia), co także zmniejsza odpływ prądu poza transformatorem.
4) Napięcie opóźnienia nie powinno być tak duże, aby maksimum zniekształcenia występowało przy sygnale, odpowiadającym stacji lokalnej.

Inż. K. Witkowski

Praktyczne wskazówki do budowy odbiorników

(ciąg dalszy)

III. OBLICZENIE ORAZ WYBÓR OPORÓW I KONDENSATORÓW

Od właściwego wyboru wartości elektrycznych oporów i kondensatorów zależy praca obwodów i lamp odbiornika. Przy tym wpływ ten uzewnętrznia się nie tylko pod postacią wydajności układu odbiorczego ale i trwałości części wchodzących w skład jego. Tak więc opór o nie właściwie dobrane jobciążalności może ulec szybkiemu spalaniu na skutek przeciążenia, kondensator o zbyt niskim napięciu próbnym ulega przebici upod wpływem zbyt wielkich różnic potencjałów przyłożonych do jego okładzin,a lampa przy niewłaściwie dobranych wartościach części składowych odwodów do których ona zostaje załączona pracuje w niewłaściwych warunkach pracy, co również w częstych wypadkach prowadzić może bądź do nadmiernego szybkiego zużycia lampy, a nawet do bardzo szybkiego zniszczenia jej, lub też do zupełnego niewykorzystania jej.

O wyborze oporów i kondensatorów z punktu widzenia właściwego dopasowania ich do wrunków pracy lamp mowa będzie w następnym artykule. Tym razem zajmiemy się ustaleniem elektrzycznych wartości oporów i kondensatorów wyłącznie pod kątem widzenia pracy samych tych elementów — a więc zasadą obliczania względnie dobierania poszczególnych wartości.

Ustalenie wartości omowej danego oporu przeprowadza się najczęściej drogą obliczeniawą. W tym wypadku stosuje się prawo Ohm'a:

$$\frac{U}{I} = R$$

gdzie

U — napięcie w woltach

I — nateżenie prądu w amperach

R — oporność w omach

Jeśli wartość prądu podanego jest w miliamperach należy odpowiednio zamienić ją na wartość ułamkową amperów względnie wprowadzić do wzoru spółczynnik 1000-ny:

$$R = \frac{U \cdot 1000}{i}$$

gdzie R i U — jak uprzednio, natomiast

i — natężenie prądu w miliamperach.

Przy pomocy wzoru prawa *Ohm'a* można, znając dwie wielkości obliczyć zawsze trzecią, a więc np. napięcia i prądu — opór, albo z oporu i napięcia przyłożonego do końcówek danego oporu i prądu wartości końcówek danego oporu — wartość prądu, przepływającego w tych warunkach, albo wreszcie z oporu i prądu wartość spadku napięcia, powstającego na danym oporze, jeśli przezeń przepływa określony prąd. W tym wypadku podstawowy wzór przyjmuje postaci

$$\frac{U}{R} = I \qquad \text{albo} \qquad I.R = U$$

gdzie poszczególne litery posiadają te same znaczenie jak w pierwszym wzorze. Przy wszystkich tych obliczeniach musimy pamiętać, że

1 mA wynosi 0,001 A czyli 1 A = = 1000 mA

1 kiloom wynosi 1.000 omów.

1 megom wynosi 1.000.000 omów.

Prąd elektryczny przepływając przez opór zużywa na to pewną energię. Zjawisko to uzewnętrznia się pod postacią podnoszenia się temperatury oporu, który nagrzewa się do energii w nim traconej. Dlatego też przy dobieraniu dla danych warunków oporu należy również brać pod uwagę jego obciążalność, dostosowując do niej traconą w nim moc. Na skutek wydzialanej w oporze energii następuje wzrost jego temperatury w stosunku do otoczenia. Ten wzrost ma miejsce tak długo póki nie nastąpi równowaga pomiędzy ciepłem wydzielanym w oporze na skutek niszczonej energii oraz pomiędzy ciepłem oddawanym otoczeniu. Ilość ciepła oddawana przez opór zależy przede wszystkim od różnicy temperatur pomiędzy oporem i otoczeniem, oraz od powierzchni przez którą następuje oddawanie ciepła, a więc od powierzchni samego oporu. Odprowadzanie ciepłoty poprzez końcówki i przewody połączeniowe można tu na ogół pominąć, gdyż udział ten jest zazwyczaj bardzo mały. Temperatura jaką może osiągnąć dany opór zalaży od budowy samego oporu oraz od otoczenia, w którym pracuje opór. Nadmierne bowiem nagrzewanie

się oporu może spowodować jego zniszczenie, a nadmierne nagrzewanie części sąsiadując z oporem może również odbić się ujemnie na pracy tych części. Nadto nadmierne nagrzanie oporu pociąga za sobą znaczną zmianę jego porności w stosunku do wartości nominalnej. Opór oporów drutowych równie wraz ze wzrostem temperatury, natomiast oporności oporów węglowych w tych wypadkach maleje. Normalnie dopuszcza się jako maksymalny wzrost temperatury oporu ponad otoczenie ok. 60°. Odpowiada to temperaturze pracy oporu ok. *80 — 90°*. Stąd też określa się obciążalność danego typu oporu. Tak więc otrzymuje się opory o obciążalności np. *0,25 W* (mają one bardzo małą powierzchnię oddawania ciepła a więc są one bardzo małe), nieco większe opory *0,5 watowe* itd. Obciążalność danego oporu podana jest przez wytwórcę, tak że wystarczy nam obliczyć tylko moc traconą w danym oporze, aby móc dobrać odpowiedni typ.

Obliczenie mocy wydzielonej w oporze określa się ze wzoru:

$$P = U \cdot I$$

gdzie

P — moc w watach

U — napięcie pomiędzy końcówkami oporu we woltach

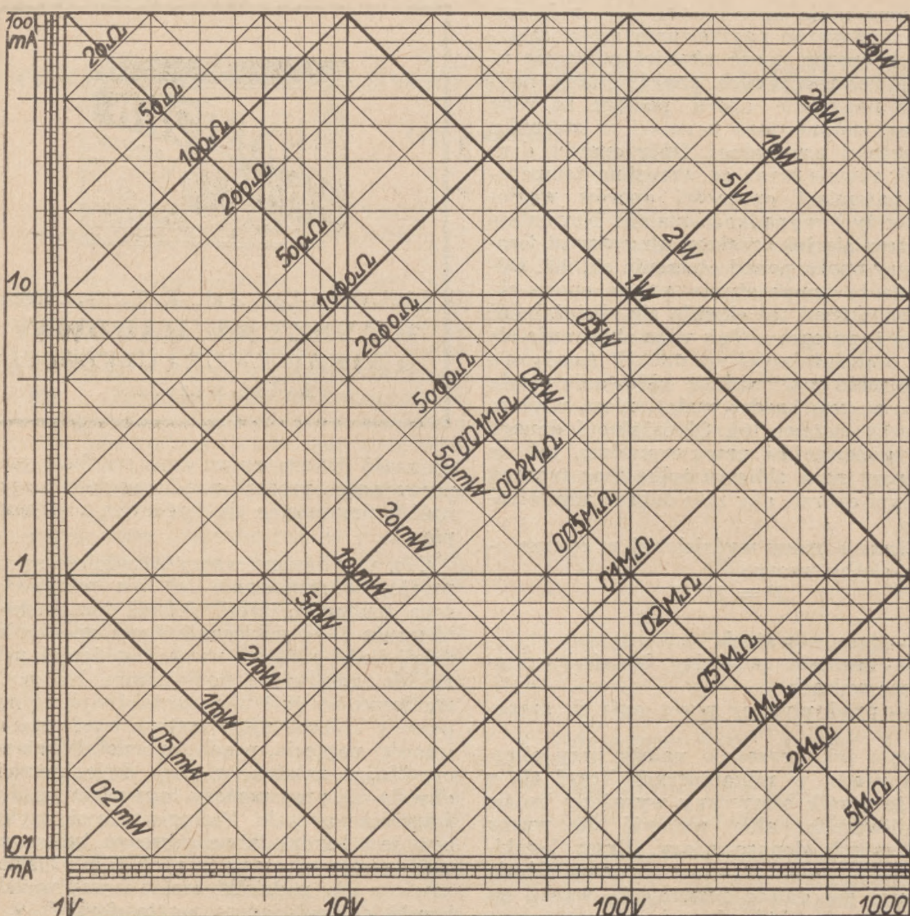
I — prąd płynący przez opór w amperach.

Podobnie jak uprzednio należy przy określaniu prądu w miliamperach liczyć się z tym, że wynik otrzymany wyrażony będzie w miliwatach, albo wstawić do wzoru współczynnik dopasowujący. Przez kombinację tego wzoru z wzorem prawa *Ohm'a* uzyskuje się dalsze rozwinięcia wzoru na obliczenie mocy które brzmią:

$$P = I^2 . R \qquad \text{albo} \quad P = \frac{U^2}{R}$$

Przy pomocy tych wzorów można obliczyć moc traconą, biorąc do obrachunku tylko oporność danego oporu oraz wielkość przepływającego przezeń prądu względnie oporność i przyłożenie do kańcówke oporu napięcia.

Oba przytoczone wzory zasadnicze są tak proste, że stosowanie ich nie pociąga za sobą trudności. Jeśli jednak mamy do obliczenia i do dobierania typy oporów dla dużej ilości różnych wypadków lepiej uciec się do stosowania nomogramu. Na *rys. 1* zamieszczony jest właśnie taki wykres przy pomocy którego ujęte zostały wzajemne zależności napięcia, prądu, oporności oraz mocy. Mając założone z góry dwie wartości, określa się przy pomocy tego wykresu dwie wartości pozostałe. Posługiwanie się wykresem jest bardzo łatwe, wymaga tylko pewnej wprawy i oceny *„na oko"* gdyż siatka zawiera dla podziałki omów i watów tylko kreski odpowiadające wartościom *1, 2, 5, 10, 20* itd. przyczym podziałka jest logarytmiczna. Przy pewnej wprawie dokładność odczytu można doprowadzić do poziomu wystarczającego dla normalnych obliczeń odbiornikowych.



Rys. 1.

Przy określeniu oporności w wartości napięcia i prądu postępuje się w ten sposób, że poszukuje się skrzyżowania pionowej (odciętej) napięcia z poziomą (rzędną) prądu. Np. kręska pionowa odpowiadająca napięciu *6 V* krzyżuje się z poziomą kreską dla *41 mA* pomiędzy dwiema ukośnymi kreskami *100 omów i 200 omów*. Biorąc pod uwagę logarytmiczny przebieg podziałów (również i podziałek dla omów i watów) określamy wynik ok. *150 omów*. Jest to wartość oporu jaki stosuje się w katodzie lampy *EL 3*, której prąd anodowy wynosi 36 mA, a dla której ujemne prąd emisji katody *41 mA*, napięcie siatkowe ma wynosić ok. *6 V*. Punkt skrzyżowania linii napięcia i prądu znajduje się jednocześnie pomiędzy ukośnymi kreskami *0,2 W i 0,5 W*. Leży on tak blisko kreski *0,2 W*, że określamy stąd moc traconą na tym oporze na ok. *0,24 W*. Moglibyśmy zatem przyjąć nawet za wystarczający opór o obciążalności *0,25 W*. Dla pewności zwłaszcza przy małych mocach przyjmujemy zazwyczaj następną wielkość mocy oporu a więc *0,5 W*. Opór taki jest zatem w tym miejscu zupełnie wystarczający.

Moglibyśmy jednak przy pomocy tego wykresu postępować zupełnie inaczej. Biorąc z charakterystyki lampowej dla lampy *EL 3*, że opór w katodzie powinien wynosić *150 omów*. Szukając skrzyżowania tej linii ukośnej (dla 150 omów) z poziomą linią dla *41 mA* widzimy, że punkt ten leży na pionowej linii odpowiadającej *6 V*. Obliczyliśmy zatem w ten sposób wartość ujemnego napięcia, jakie uzyskamy dla lampy *EL 3*, stosując dla niej (przy zresztą normalnych warunkach pracy — dobra lampa,

napięcie anodowe *250 V* itd.) opór katodowy *150 omów.*

Z tego wykresu możemy w podobny sposób łatwo obliczyć jakie można przyłożyć napięcie do oporu o danej oporności i danej obciążalności, względnie określić jaki prąd (ile mA) popłynie przez dany opór przy określonym napięciu na jego końcówkach.

Przy *łączeniu szeregowym* oporów wartość oporu wypadkowego uzyskuje się przez dodawanie do siebie oporności poszczeólnych oporów składowych. Wobec tego, że przez opory tak łączone płynie ten sam prąd, całkowite napięcie rozłoży się na nich proporcjonalnie do oporności oporów składowych. Tak samo proporcjonalnie do oporności rozdzielą się na poszczególne opory moce w nich tracone.

Przy *połączeniu równoległym* oporów stosuje się prawo *Kirchoffa*, które wyraża się następującym wzorem dla obliczania oporności wypadkowej dwóch równolegle połączonych oporów składowych:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Wzór ten po przekształceniu otrzymuje następującą postać:

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Prawo *Kirchofa* daje dla trzech oporów wzór:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

i analogicznie dla większej ilości oporów.

Wobec tego, że opory połączone równolegle znajdują się wszystkie pod tym samym napięciem pomiędzy końcówkami, prądy płynące przez poszczególne opory są odwrotnie proporcjonalne do ich oporności. To samo dotyczy mocy traconych w poszczególnych oporach.

Przy wyborze oporów należy niekiedy jeszcze zwracać uwagę na wytrzymałość oporu pod względem ilozacji czynnika oporowego (drutu lub masy węglowej) w stosunku do części przy pomocy których dany opór jest umocowany. Jednak ze względu na występujące na ogół w odbiornikach napięcia, zazwyczaj niższe do *500 V* nie należy liczyć się z komplikacjami z tej strony. Względy te mogą mieć raczej pewną wegę budowie urządzen nadawczych.

Przy budowie oporów drutowych przyjmuje się określoną średnicę drutu zależnie od prądu, który przezń przepływa, a następnie oblicza się długość drutu ze wzoru

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

gdzie

R — oporność w omach

ρ — oporność właściwa danego materiału w omach na metr bieżący i mm^2

l — długość drutu oporowego w metrach

Średnica drutu mm	Przekrój drutu mm²	Dopuszczalne obciążenie drutu miedzianego A	Opór w omach na 1 metr. przy 20° C			przy 600° C	Dop. obc. drutu oporowego A
			miedź	nikielina	konstantan	chromonikielina	
0,05	0,00196	0,005	8,91	221.0	250.0	635.0	0,20
0,06	0,00283	0,007	6,19	153.0	173.0	440.0	0,25
0,07	0,00385	0,010	4,55	112.0	127.0	323.0	0,30
0,08	0,00503	0,013	3,48	86.1	97.4	247.0	0,35
0,09	0,00638	0,016	2.75	67 9	76 6	195 0	0,40
0,10	0,0078	0,020	2,23	55.2	63.0	158,0	0,5
0,12	0.0111	0,029	1,55	38.3	43.4	110.0	0,6
0,14	0,0154	0,039	1,14	28.2	31.8	80.8	0,7
0,15	0,0177	0,045	0,99	24.5	27.7	70.2	0,8
0,20	0,0314	0,080	0,557	13.80	15.61	39,65	1,0
0,25	0,0491	0,125	0,356	8.82	9.98	25.40	1,5
0 30	0,0707	0,18	0,248	6.13	6.93	17.63	1,9
0,35	0,0902	0,24	0,182	4.50	5.09	12 97	2,2
0,40	0,126	0,32	0,139	3.44	3.89	9.91	2,5
0,45	0,159	0,40	0,110	2.72	3.08	7.83	3,0
0,50	0,196	0,50	0,0890	2.21	2.50	6.35	3,5
0,55	0,238	0,60	0,0736	1.82	2.05	5,23	4,0
0,60	0,283	0,72	0,0619	1.53	1.73	4.40	4,5
0,65	0,332	0,84	0.0527	1.30	1.48	4.09	5,3
0,70	0,385	0,98	0.0455	1.12	1.27	3.23	6,0
0,75	0,442	1,12	0,0396	0.98	1.11	2.81	6,5
0,80	0,503	1,28	0,0348	0.86	0.97	2.47	7,0
0,90	0,638	1,44	0,0275	0.68	0.77	1.95	8,5
1,00	0,785	2 00	0,0222	0.55	0.62	1.58	10,0
1,50	1,767	4.50	0,0099	0.24	0.27	0.70	17,0

Rys. 2.

s — przekrój drutu w mm².

Przekrój drutu w mm² oblicza się z jego średnicy na podstawie wzoru:

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4}$$

gdzie $\pi = 3{,}14$

d — średnica drutu w mm

Wartość oporności właściwej dla różnych materiałów wynosi:

miedź	0,017
nikielina	0,42
konstantan	0,49
chromoniklina	1,08

W tabeli z *rys. 2* ujęte zostały wszystkie wartości potrzebne do zaprojektowania oporów drutowych.

Jak wiemy kondensator stanowi dla prądu stałego bardzo duży opór, zależy jedynie ży zazwyczaj w odsetkach megomów. Natomiast dla prądu zmiennego kondensator przedstawia sobą opór zależny od pojemności kondensatora od częstotliwości prądu zmiennego. Opór ten nazywamy oporem pozornym, który oblicza się z następującego wzoru

$$Zc = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$$

gdzie

ω — pulsacja prądu zmiennego (równa $2\pi f$)

C — pojemność kondensatora we *Faradach*

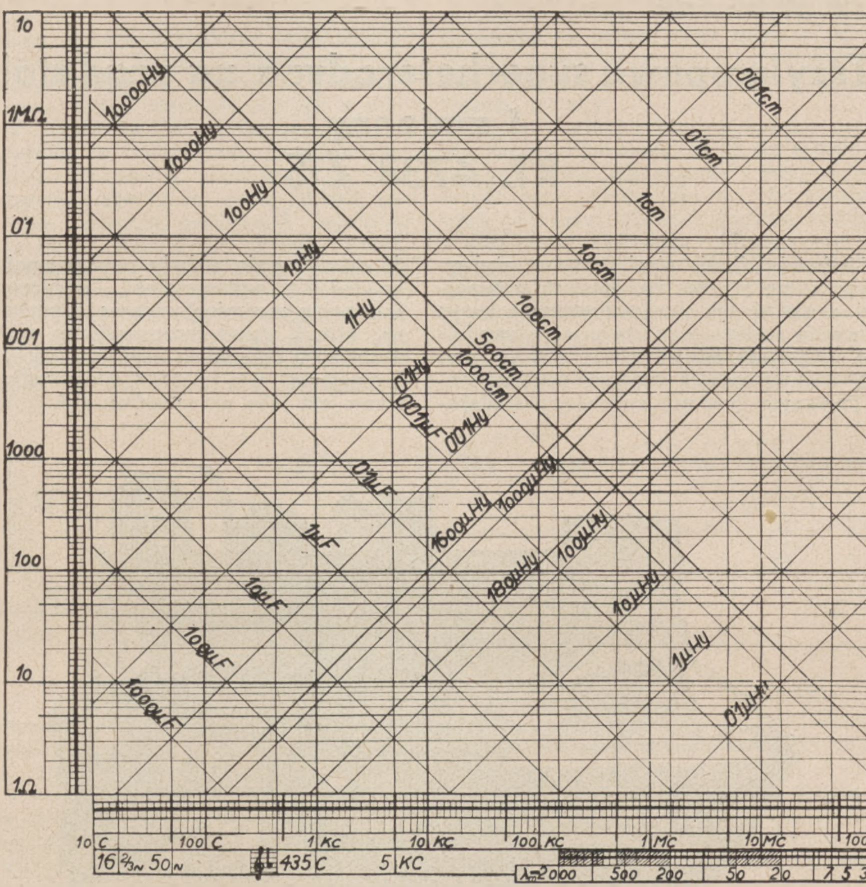
f — częstotliwość prądu zmiennego w okresach na sekundę.

Wprawdzie wzór ten nie jest matematycznie ścisły, ale dokładność jego dla naszych potrzeb zupełnie wystarcza. Wzór ten bowiemjest zupełnie słuszny jedynie dla kondensatora idealnego (pozbawionego strat upływu przez dielektryk oraz strat na rozgrzewanie dielektryka, co może mieć miejsce przy wyższych częstotliwościach).

Przy obliczaniu oporu pozornego danego kondensatora należy pamiętać, że *C* określa we Faradach i że

1 Farad wynosi 1.000.000 mikrofaradów czyli 10^6 mikrofaradów,

1 mikrofarad wynosi 1.000.000 pikofaradów pF (mikromikrofaradów)



Rys. 3.

skąd 1 Farad wynosi 10^{12} *pF* natomiast 1 *pF* równa się *0,9 cm* czyli *1 cm* wynosi ok. *1,1 pF*.

Przy szybkim obliczaniu większej ilości kondensatorów znacznie lepiej posiłkować się wykresem z *rys. 3*, skonstruowanym podobnie do wykresu z *rys. 1*. Wykres ten ujmuje zależności pomiędzy pojemnością kondensatora, częstotliwością, a oporem pozornym kondensatora. Znając dwie z tych wielkości można z łatwością określić trzecią. Na dolnej podziałce (częstotliwości) zaznaczona w bardzo wyraźny sposób częstotliwości charakterystyczne, a więc

16⅔ cykli — częstotliwość prądu zmiennego stosowanego w kolejnictwie,

50 cykli — częstotliwość prądu zmiennego normalna,

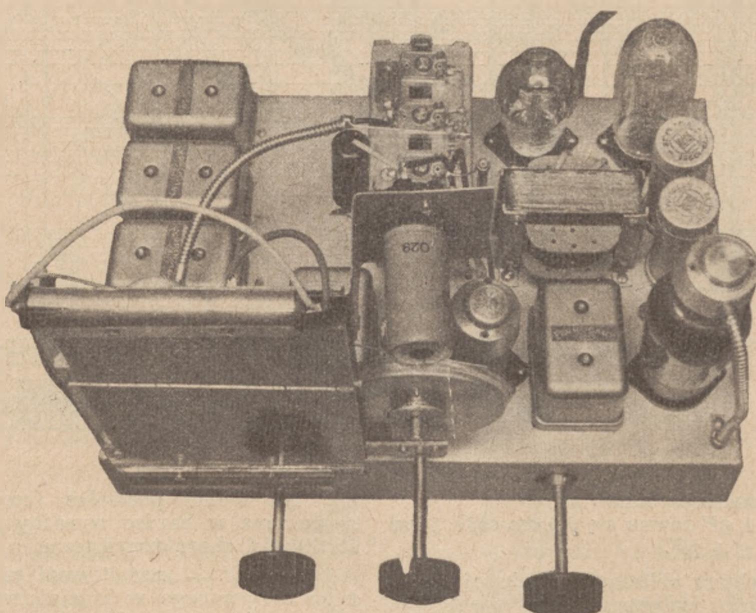
435 cykli — normalne „*a*" muzyczne oraz długości fal dla prądów wielkiej częstotliwości.

(D. c. n.)

Inż. K. Witkowski

Trzylampowa superheterodyna na prąd stały i zmienny RT. 4733 Z/S

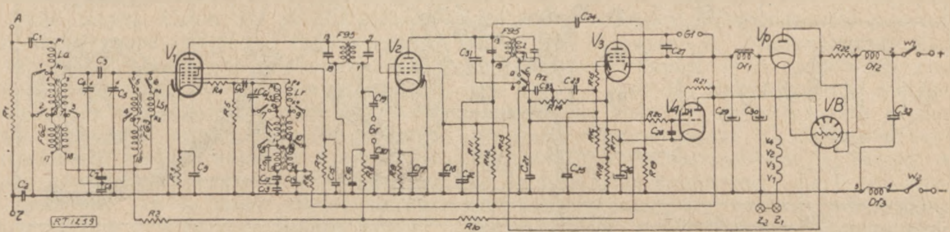
Jakkolwiek ilość sieci prądu stałego zmniejsza się z roku na rok lub przynajmniej w niektórych okręgach naszego kraju sieci prądu stałego coraz to zostają zmniejszane, to jednak istnieją jeszcze w obecnej chwili większe miasta zasilane prądem stałym. Poza tym ilość miejscowości posiadających prąd stały z młynów lub też innych przedsiębiorstw prywatnych jest też jeszcze całkiem poważna. Te względy skłoniły nas do opracowania układu nowoczesnej superheterodyny uniwersalnej. Odbiornik ten jest pełną siedmioobwodową superheterodyną, której układ wzorowaliśmy na bardzo wydajnym schemacie supeheterodyny zmiennoprądowej z n-ru 9/38. Odbiornik zbudowany jest jako uniwersalny, tak że bez żadnych przełączeń może on być używany przy sieci prądu stałego lub zmiennego o tym samym napięciu. Przełączenie odbiornika na inne napięcie sieci odbywa się przez wymianę lampy regulacyjnej. Odbiornik wyposażony jest nadto w krzyżowy wskaźnik strojenia ,który jednak ze względu na pracę samego wskaźnika stosowany może być jedynie przy sieci o napięciu powyżej co najmniej 150, a nawet powyżej 180 V. Przy niższym napięciu świecenie wskaźnika jest za słabe, tak że stosowanie jego nie opłaca się.



Układ.

Schemat ideowy odbiornika przedstawiony jest na *rys. 1*. Prądy szybkozmienne doprowadzone zostają z anteny do gniazdka antenowego *A*. Nie łączy się ono jak w normalnych odbiornikach zmiennoprądowych bezpośrednio z obwodami wejściowymi (cewkami) odbiornika, gdyż w odbiorniku tym wszystkie zasadnicze części układu połączone są poprzez połączenia zasilania wprost z siecią. Dlatego też zarówno gniazdko antenowe jak i uziemienia połączone są z odbiornikiem poprzez kondensatory C_1 i C_2. Pojemności tych kondensatorów dobrane są w ten sposób, aby sprostać dwóm sprzecznym sobie warunkom, mianowicie pojemności są tak duże, aby kondensator nik. W odbiorniku opisanym przewód zerowy stanowi masa chassis, która jednak jest izolowana od ziemi, gdyż zależnie od układu sieci uziemionym może być niekiedy biegun dodatni, w innych znowu wypadkach biegun ujemny.

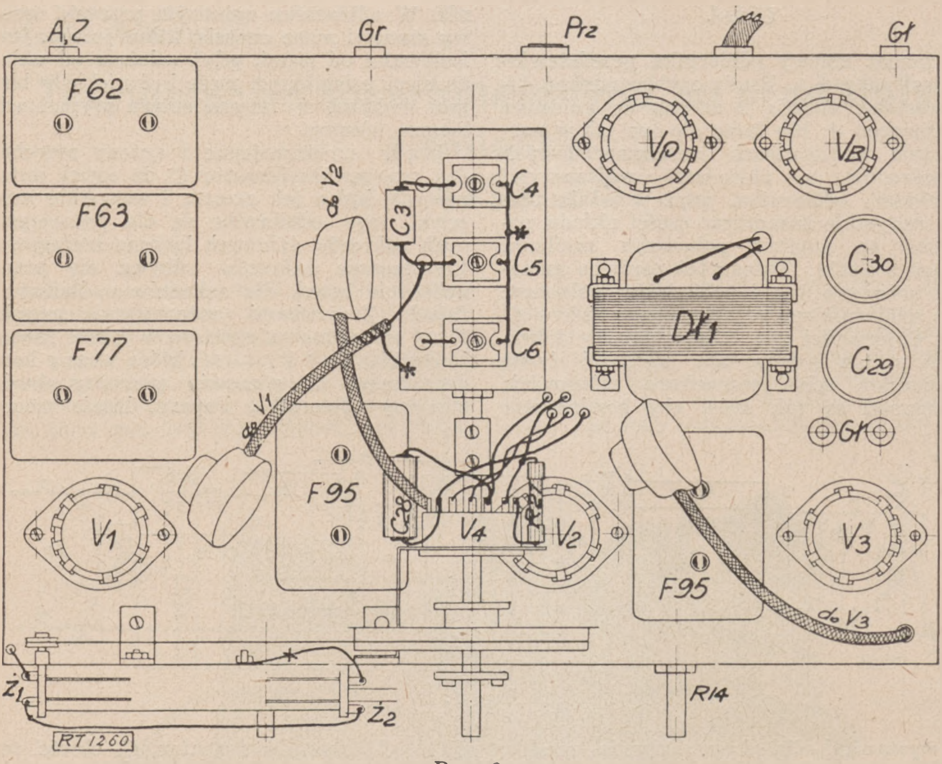
Prądy szybkozmienne z anteny przechodzą poprzez kondensator C_1 do cewek antenowych, które jak zresztą i wszystkie inne cewki tego odbiornika są dla poszczególnych zakresów falowych łączone szeregowo. Przełączanie zakresów odbywa się przez zwieranie cewek dla zakresów o dłuższych falach. Z cewkami antenowymi zespołu *F 62* sprzężone są zawarte w tymże zespole cewki *3 — 7* i *7 — 18*, które wraz z kondensatorem C_4 stanowią pierwszy obwód strojony odbiornika. Poprzez kondensatory



Rys. 1.

C_1 wystarczył dla doprowadzenia prądów szybkozmiennych z anteny, natomiast C_2 — dla uziemienia odbiornika dla prądów wielkiej częstotliwości — ale z drugiej strony są one dostatecznie małe, aby zapewnić osobom obsługującym odbiornik dostateczną pewność przeciw porażeniu, gdyż nawet przy załączeniu odbiornika do sieci prądu zmiennego *220 V*, wartość prądu pojemnościowego, płynącego przez te kondensatory jest jeszcze dostatecznie mała. Opór R_1 umieszczony pomiędzy gniazdkami anteny i ziemi ma na celu odprowadzanie do ziemi z anteny ładunków statycznych, które w niekorzystnych warunkach mogłyby również stanowić niebezpieczeństwo dla osób obsługujących odbior-

C_7 i C_8 oraz kondensator C_3 obwód ten sprzężony jest z drugim obwodem utworzonym przy pomocy cewek zespołu *F 63* oraz kondensatora strojeniowego C_5. Dzięki temu sprzężeniu oba obwody stanowią wejściowy filtr widmowy. Wymienione obwody pracują w ten sposób na zakresach fal średnich i długich, przy czym kondensator C_8 stanowi kondensator sprzęgający dla fal średnich łącznie z dodatkowym kondensatorem C_3, który poprawia sprzężenie na najkrótszych falach zakresu średniofalowego. Kondensatory C_7 i C_8 w połączeniu szeregowym stanowią pojemność sprzęgająca na zakresie fal długich. Dla fal krótkich nie został przewidziany filtr widmowy. Pojedynczy obwód strojony, utworzony z cewki Ls_1 i



Rys. 2.

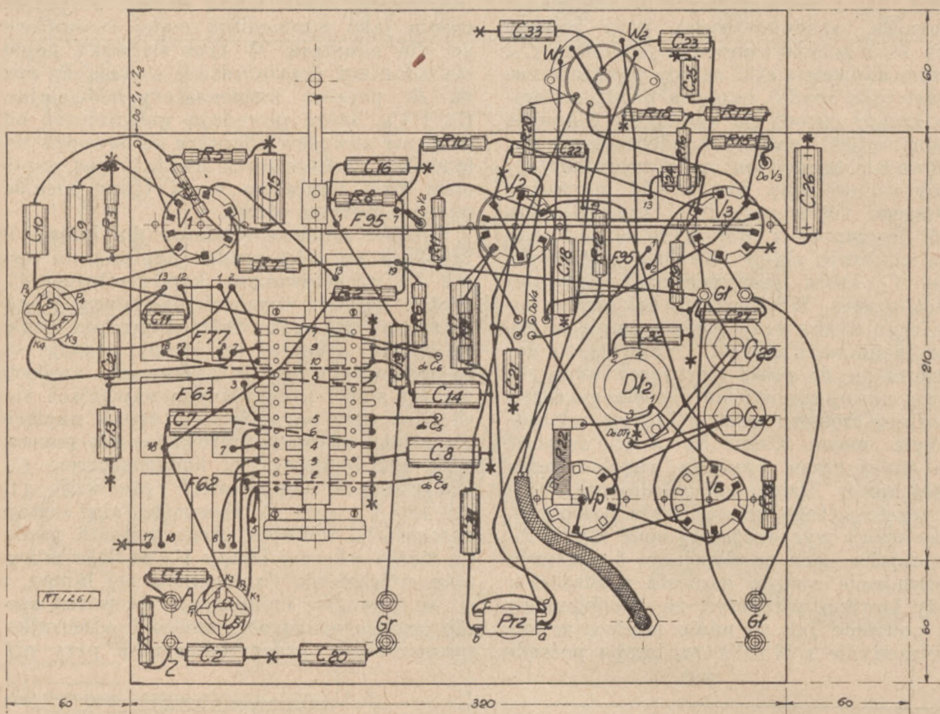
kondensatora C_5, sprzężony jest z krótkofalową cewką antenową *La*. Wspólny „*dolny*” punkt wszystkich wymienionych cewek obwodów strojonych łączy się poprzez opór R_2 z obwodem antifadingu — o czym mowa będzie później.

Wydzielone przez obwody wstępne napięcia szybkozmienne doprowadzone zostają do czwartej siatki lampy V_1, która jest oktodą. Lampa ta pracuje w opisanym modelu jako oscylator-modulator. Obwody strojone oscylatora umieszczone są w obwodzie siatkowym oscylacyjnej części oktody. Kondensator C_{10} i opór R_5 stanowią mostek siatkowy. Opór R_4 służy dla zapewnienia dostatecznie stabilnej pracy oscylatora na zakresie krótkofalowym. Zmiana częstotliwości obwodu oscylatora odbywa się przy pomocy kondensatora strojeniowego C_8. Cewka Ls_{11} jest krótkofalową cewką siatkową obwodu strojonego, cewka *Lr* — cewką sprzężenia zwrotnego oscylatora. Cewki dla zakresów fal średnich i długich zawarte są w zespole *F 77*. Wszystkie cewki siatkowe oraz cewki reakcyjne połączone są w szereg, przy czym dla przełączenia zakresów cewki zakresów fal dłuższych zostają zwierane. Kondensator C_{13} stanowi kondensator paddingowy dla fal średnich, natomiast kondensatory C_{12} C_{13} połączone w szereg stanowią kondensator paddingowy dla fal długich. Kondensator C_{11}, załączony równolegle do cewki długofalowej, jest dodatkowym trimmerem stałym dla wyrównywania współbieżności obwodów na początku zakresu fal długich: Cewki sprzężenia zwrotnego włączone są w szereg do obwodu anodowego drugiej siatki oktody. Obwód ten nie jest zasilany bezpośrednio pełnym napięciem anodowym odbiornika, ale poprzez człon odsprzęgający C_{14} — R_6, dzięki któremu uzyskuje się bardziej pewną pracę i lepszą stabilizację częstotliwości oscylatora na wszystkich zakresach fal, a w szczególności na falach krótkich.

Napięcie dla siatek osłonnych oktody u-

zyskuje się z pełnego napięcia anodowego odbiornika, zredukowanego przy pomocy oporu R_7 i zablokowanego pojemnością C_{15}. Ujemne napięcie siatki oktody powstaje natomiast jako spadek napięcia prądu emisyjnego katody oktody na oporze R_1. Napięcie to odsprzężone zostaje kondensatorem C_9. W obwodzie anodowym części modulacyjnej oktody umieszczony jest obwód pierwotny pierwszego filtru pośredniej częstotliwości *F 95*. Sprzężony z nim drugi obwód tego filtru znajduje się w obwodzie siatkowym lampy V_2, która jest pentodą pośredniej częstotliwości. Wzmocnienie tej lampy zostaje regulowane przy pomocy napięcia regulacyjnego antifadingu. Napięcie to doprowadza się do siatki sterującej lampy V_2 poprzez uzwojenie wtórne pierwszego filtru pośredniej częstotliwości, o którym uprzednio była mowa. Człon R_8 — C_{14} stanowi człon stałej czasu napięcia regulacyjnego dla tej lampy. Dzięki odpowiedniemu doborowi wartości tego członu (mała pojemność i duży opór) wyzyskuje się opór R_8 jednocześnie jako opór sprzęgający, do którego doprowadzone zostają napięcia z adaptera. Należy bowiem zaznaczyć, że w odbiorniku tym, podobnie jak to miało miejsce w superheterodynie z N-ru *9/38*, lampa pośredniej częstotliwości użyta zostaje po przełączeniu jako wzmacniacz małej częstotliwości dla adaptera. W tym wypadku napięcia adaptera doprowadzone zostają do oporu R_8 poprzez kondensatory oddzielające C_{19} i C_{20}, które powodują galwaniczne oddzielenie obwodów adaptera od obwodów odbiornika, pozostających niekiedy pod napięciem sieci względem ziemi (przy nieuziemionym minusie sieci).

Ujemne napięcie siatkowe dla lampy V_2 uzyskuje się jako spadek napięcia na oporze R_9, zablokowanym kondensatorem C_{17}. Wobec tego, że wzmocnienie lampy V_2 zależne jest w bardzo dużej mierze od napięcia siatki osłonnej tej lampy, stosuje się tu specjalny układ otrzymywania napięcia dla tej siatki przy różnych napięciach sieci. Otóż przy napięciu sieci *220 V* napięcie dla siatki osłonnej doprowadza się poprzez opór R_{11}, blokując je kondensatorem C_{18}. Dla niższych napięć sieci (*150* wzgl. *110* lub *120 V*) opór R_{11} zbocznikowany zostaje oporem R_{13}, wskutek czego wzrasta napięcie siatki osłonnej lampy V_2, co daje w wyniku zwiększenie wzmocnienia tej lampy, a co za tym idzie kompensuje się w ten sposób częściowo utratę czułości odbiornika, spowodowaną pracą odbiornika przy niż-



Rys. 3.

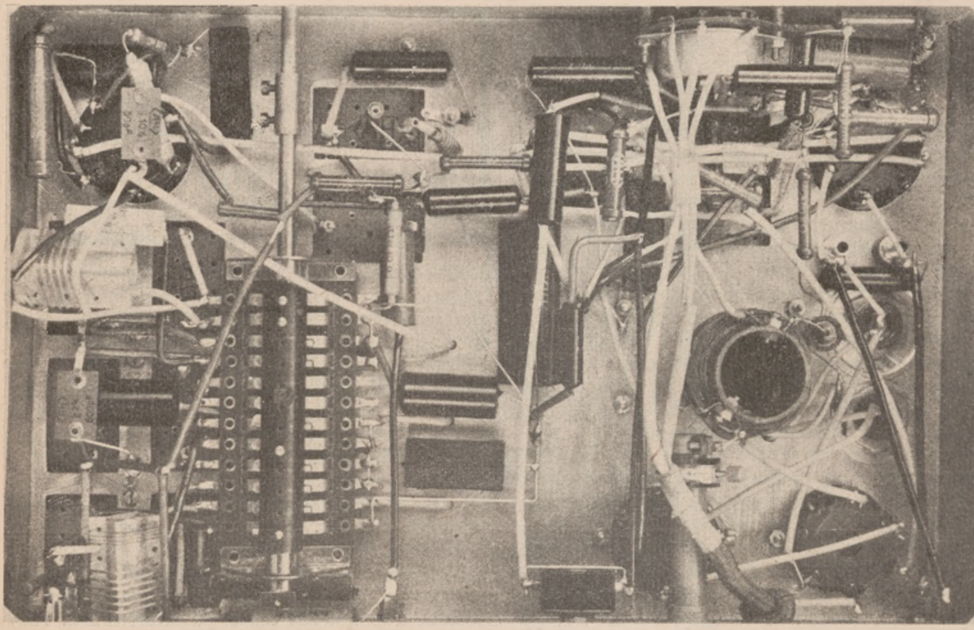
szym napieciu anodowym. Włączanie oporu równoległego R_{13} uskutecznia się samoczynnie przy wymianie lampy regulacyjnej, dostosowanej do danego napięcia sieci w ten sposób, że lampa posiada w swym cokole dodatkowe połączenia pomiędzy niektórymi kontaktami cokołu, co przy zakładaniu lampy do odbiornika powoduje zwieranie poszczególnych kontaktów w podstawce tej lampy (w tym wypadku kontaktów do włączania oporu R_{13}).

Wzmocnione przez lampę V_2 napięcia szybkozmienne doprowadza się do pierwotnego obwodu drugiego filtru pośredniej częstotliwości *F 95.* Ze względu na to, że lampa V_2 zostaje jak było już uprzednio zaznaczone również jako wzmacniacz małej częstotliwości przy elektrycznej reprodukcji płyt gramofonowych napięcie anodowe doprowadza się do tej lampy poprzez opór R_{12}, który przy pracy lampy V_2 jako wzmacniacza pośredniej częstotliwości służy dla odsprzęgania napięcia anodowego tej lampy od pełnego napięcia anodowego odbiornika, natomiast przy pracy lampy V_2 jako wzmacniacz małej częstotliwości opór ten odgrywa rolę oporu sprzęgającego małej częstotliwości. Kondensator C_{22} posiada stosunkowo niedużą pojemność, tak że nie powoduje on zbytniego tłumienia napięć małej często-

tliwości, natomiast stanowi on dostatecznie mały opór dla prądów częstotliwości pośredniej, dla których droga zamyka się od pierwotnego obwodu drugiego filtru pośredniej częstotliwości przez ten kondensator bezpośrednio do ziemi. Do obwodu anodowego lampy V_2, równolegle do obwodu strojonego pośredniej częstotliwości załączony jest kondensator C_{31}, który służy jako element sprzęgający przy pracy lampy V_2 jako wzmacniacz małej częstotliwości. Przy normalnej pracy lampy V_2, tj. jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości kondensator ten jest nieczynny, gdy kontakty „*b* — *d*" w przełączniku radio-gramofon są otwarte. Poprzez kondensator C_{21}, załączony również do obwodu anodowego lampy V_2 pobiera sie napięcie szybkozmienne dla automatycznej regulacji siły głosu. Napięcie to ulega wyprostowaniu przez diodę (w schemacie prawa) lampy V_3 i powoduje powstawanie na oporze R_{10} napięcia regulacji antifadingowej. Wskutek tego, że katoda lampy V_3 posiada napięcie dodatnie (równe ujemnemu napięciu siatki części pentodowej lampy V_3, powstające na oporze R_{17}, plus spadek napięcia na oporze R_{18}) względem przewodu zerowego odbiornika, dioda dla prostowania napięcia antifadingowego jest zablokowana dla małych napięć szybkozmiennych. W wyniku tego przy odbiorze słabych sygnałów antifading nie działa. Powstawanie napięcia regulacyjnego ma miejsce tylko dla stacji silniejszych. Dzieki temu otrzymujemy możliwie najgłośniejszy odbiór stacji słabszych. Układ ten nazywamy „*opóźnioną automatyką*". Napięcie antifadingowe zostaje odsprzężone przy pomocy oporu R_{10}, po czym doprowadzone zostaje do obwodów siatkowych dla lamp V_1 i V_2.

Wtórny obwód drugiego filtru pośredniej częstotliwości zasila układ detekcyjny. Napięcie szybkozmienne pobiera się z odczepu na cewce obwodu. Otrzymuje sie wprawdzie wskutek tego nieco niższe napięcia doprowadzone do obwodu detekcyjnego, ale zato

obwód jest mniej tłumiony, co pozwala na lepsze jego wykorzystanie. Prostowanie napięć szybkozmiennych dla detekcji odbywa się przy pomocy drugiej diody (w *rys. 1* — lewej) lampy V_2. Wobec tego, że przy odbiorze radiowym zamknięte są kontakty „*a* — *c*" przełącznika radio-adapter obwód detekcji zamyka się do wtórnego obwodu pośredniej czestotliwości poprzez te kontakty, dalej poprzez opór R[illegible] i do katody lampy V_3, a stąd poprzez diodę znów do tego samego obwodu pośredniej częstotliwości. Kondensator C_{21} służy dla cześciowego odprowadzania do ziemi prądów wielkiej częstotliwości i nie dopuszczania ich do obwodów małej częstotliwości w odbiorniku. Napięcia zdetektorowane małej częstotliwości występują na oporze R_{14}, który jest potencjometrem, służącym jednocześnie do regulacji siły głosu odbiornika. Przy wzmacnianiu z adaptera jak już zaznaczono w przełączniku radio-adapter zamknięte są kontakty *b* — *d*, natomiast otwarte są wówczas kontakty *a* — *c*. W ten sposób napięcia z adaptera, wzmocnione przez lampę V_2 doprowadza się poprzez kondensator C_{31} i kontakty *b* — *d* do tegoż samego oporu (potencjometru) R_{14}, służącego i w tym wypadku do regulacji siły audycji. W obu wypadkach (odbiór radiowy i wzmacnianie z adaptera) napięcia małej częstotliwości doprowadza się dalej poprzez kondensator oddzielający (ze względu na ujemne napięcie siatkowe) C_{23} i opór R_{15}, służący jako zapora dla prądów wielkiej częstotliwości do



Rys. 4.

siatki sterującej części pentodowej lampy V_3, która w tym wypadku pracuje jako lampa głośnikowa. Prąd emisyjny katody lampy V_3 powoduje powstawanie spadku napięcia na oporach R_{17} i R_{18}. Spadek napięcia z R_{17} doprowadza się poprzez opór R_{16} do siatki sterującej, przy czym kondensator C_{25}, bocznikujący opór R_{16} do ziemi, służy dla odprowadzania do ziemi resztek prądów wielkiej częstotliwości. Na skutek zastosowania dodatkowego oporu R_{18} potencjał katody lampy V_3 różni się od potencjału przewodu zerowego odbiornika o wartość większą aniżeli ujemne napięcie siatkowe dla lampy głośnikowej, dzieki czemu napięcie „*opóźnienia*" automatyki jest większe od ujemnego napięcia siatkowego lampy głośnikowej.

Napięcie otrzymane z detekcji wykorzystane zostają również dla sterowania wskaźnika strojenia V_4.

Należy tu jednak zaznaczyć, że stosowanie wskaźnika może mieć miejsce jedynie w wypadkach gdy odbiornik zasilany jest z sieci *220 V* lub w krańcowym wypadku przy sieci o napięciu conajmniej *150 V*. Działanie wskaźnika w miarę obniżania jego napięcia anodowego pogarsza się znacznie, toteż wskazanym jest wyłączenie w odbiorniku wskaźnika, jeśli aparat pracować ma również i przy sieciach o niższym napięciu. Napięcie zdetektorowane doprowadza się przy pomocy oporu R_{20} do siatki sterującej wskaźnika. Odsprzęganie napięcia tego przy samym wskaźniku uskutecznia się przy pomocy kondensatora C_{28}. Katoda wskaźnika strojenia łączy się bezpośrednio z katodą lampy V_3. W ten sposób otrzymuje się dostatecznie silne reagowanie wskaźnika strojenia nawet na stosunkowo słabe sygnały od słabszych stacji. Anoda pomocnicza wskaźnika łączy się z pełnym napięciem anodowym odbiornika za pośrednictwem oporu R_{21}. Na oporze tym powstaje przy zmianie prądu anody pomocniczej, spowodowanego działaniem siatki sterują-

cej wskaźnika, znaczny spadek napięcia, który zmieniając napięcie anody pomocniczej wskaźnika powoduje zmianę jego rozświetlenia.

Wzmocnione przez lampę głośnikową prądy małej częstotliwości doprowadzone zostają do gniazdek głośnikowych *Gl*, zablokowanych dla otrzymania właściwego brzmienia audycji kondensatorem C_{27}.

Właściwy zasilacz odbiornika posiada tu zupełnie inny charakter aniżeli w odbiornikach zmiennoprądowych, gdyż w tego rodzaju odbiorniku uniwersalnym zarówno obwody anodowe jak i obwody żarzenia lamp załączone są za pośrednictwem jedynie układu filtrów bezpośrednio z siecią. W obydwu przewodach sieciowych znajdują się kontakty wyłącznika odbiornika. Jest to konieczne ze względu na to, że równie dobrze w danej sieci uziemiony być może biegun dodatni lub ujemny. W obu przewodach sieciowych umieszczone są dławiki wielkiej częstotliwości, służące jako zapora dla prądów zakłóceniowych, mogących się w przeciwnym wypaku dostać do odbiornika z sieci. Z tymi dławikami współdziała również kondensator C_{32}. Obwód żarzenia odbiornika zamyka się od punktu „*1*" przy dławiku *Dł 1* poprzez włókno oporowe lampy regulacyjnej (baretera) V_B i dalej kolejno poprzez włókna żarzeniowe poszczególnych lamp w następującej kolejności: lampa prostownicza V_P, wskaźnik strojenia V_4, lampa pośredniej częstotliwości V_2, lampa głośnikowa V_3, oktoda V_1 oraz 2 żarówki do oświetlenia skali $Ż_1$ i $Ż_2$ aż do przewodu zerowego odbiornika.

W obwodzie dla zasilania odbiornika napięciem anodowym mieści się lampa prostownicza V_P . Jakkolwiek lampa ta nie jest koniecznie potrzebna przy pracy odbiornika na sieci prądu stałego, to jednak ze względu na uniwersalny charakter odbiornika powinna ona być wbudowana na stałe do aparatu. W wyjątkowym wypadku, gdy odbiornik pracować ma *wyłącznie* przy sieci prądu stałego można dla zmniejszenia kosztu budowy odbiornika zrezygnować z zastosowania lampy prostowniczej. W tym jednak wypadku należy zastosować specjalne środki ostrożności w stosunku do kondensatorów elektrolitycznych filtru zasilacza (C_{30} i C_{31}). W wypadku bowiem niestosowania lampy prostowniczej przy biegunowo odwrotnym załączeniu odbiornika do sieci nastąpić może uszkodzenie wspomnianych kondensatorów. Dla tego też powodu zaznaczyliśmy, że lampa V_P nie jest *koniecznie* potrzebna przy pracy odbiornika z sieci prądu stałego. Przy sieci*220 V* prąd z sieci płynie przez opór R_{22}, służący do ochrony lampy prostowniczej przed przetężeniem na wypadek, gdyby przy zupełnie rozgrzanych katodach lamp nastąpiło krótkotrwałe wyłączenie odbiornika z sieci i ponowne włączenie. Przy sieci *150 V*, a więc w wypadku gdy stosuje się już inny typ lampy regulacyjnej dzięki dodatkowym zwieraczom umieszczonym w cokole lampy regulacyjnej następuje zwarcie oporu R_{22}. Przy tym bowiem napięciu sieci ewentualne przetężenie lampy prostowniczej jest już znacznie mniejsze i nasuwa obawy uszkodze-



nia lampy. Przy tym napięciu sieci następuje jednocześnie przełączenie napięcia dla siatki osłonnej lampy V_2, o czym mowa już była przy omawianiu pracy lampy V_2. Dzięki innym dodatkowym połączeniom w cokole lampy V_R następuje włączenie oporu R_{13}, co pociąga za sobą podniesienie napięcia siatki osłonnej. Przy napięciu sieci *120 V* nie stosuje się zupełnie lampy oporowej, a rolę jej w odbiorniku spełnia normalny cokół lampowy, posiadający zwieracze dla zwierania R[illegible] i włączania R_{13} oraz posiadającego włączony opór pomiędzy kontakty odpowiadające w lampie regulacyjnej włóknu oporowemu. Napięcie sieci po przejściu przy sieci prądu stałego przez lampę prostowniczą V_P, a przy sieci prądu zmiennego, po wyprostowaniu przez lampę V_P doprowadza się do filtru oporowo kondensatorowego, złożonego z kondensatorów C_{29} i C_{30} oraz dławika Dl_1. W ten sposób wygładzone napięcie służy już do zasilania obwodów anodowych odbiornika.

Spis części.

Podstawa montażowa z 1 mm blachy żelaznej kadmowanej o wymiarach 320 × × 210 × 60 mm (AH).

C_1 — kondensator montażowy mikowy o pojemności 1000pF.

C_2 — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 5.000 pF, napięcie próby 1500 V. (AH).

C_3 — kondensator montażowy mikowy o pojemności 5 pF. (AH).

C_4, C_5, C_6 — potrójny agregat kondensatorowy 3 × 490 pF (Philips typ 7311).

C_7 — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 30.000 pF, napięcie próby 1500 V. (Filtrad).

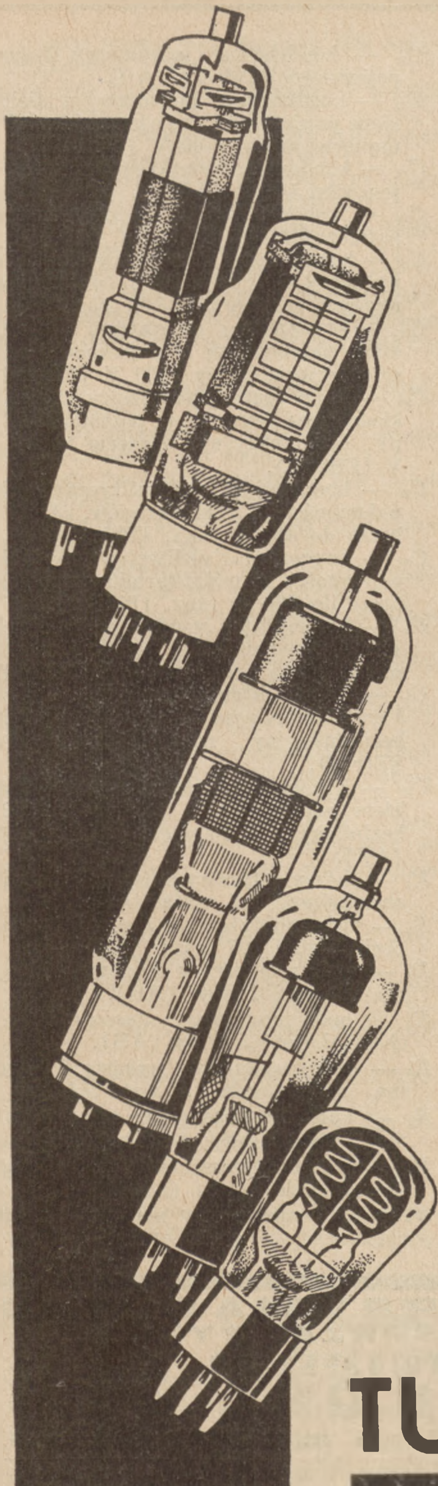
C_8 — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 60.000 pF, napięcie próby 1500 V. (Filtrad).

C_9 — kondensator montażowy blokowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 0,1 mikrofarada, bezindukcyjny napięcie próby 750 V. (Filtrad).

C_{10} — kondensator montażowy mikowy o pojemności 50 pF. (AH).

C_{11} — kondensator montażowy calitowy wanienkowy o pojemności 75 pF (AH).

C_{12} — kondensator montażowy calitowy wanienkowy o pojemności 600 pF (AH).



C_{13} — kondensator montażowy calitowy wanienkowy o pojemności 600 pF (AH).

C_{14} — kondensator montażowy blokowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 0,1 mikrofarada, bezindukcyjny, napięcie próby 750 V. (Filtrad).

C_{15} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 50.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1500 V. (Filtrad).

C_{16} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 10.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1500 V. (Filtrad).

C_{17} — kondensator montażowy blokowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 0,5 mikrofarada, bezindukcyjny, napięcie próby 750 V. (Filtrad).

C_{18} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 50.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1.000 V. (Filtrad).

C_{19} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 30.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1.000 V. (Filtrad).

C_{20} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 30.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1.000 V. (Filtrad).

C_{21} — kondensator montażowy mikowy o pojemności 100 pF (AH).

C_{22} — kondensator montażowy mikowy o pojemności 2.000 pF (AH).

C_{23} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 5.000 pF, napięcie próby 1500 V (Filtrad).

C_{24} — kondesator montażowy mikowy o pojemności 50 pF (AH).

C_{25} — kondensator montażowy mikowy o pojemności 100 pF (AH).

C_{26} — kondensator montażowy elektrolityczny suchy o pojemności 25 mikrofaradów, napięcie robocze do 25 V max. (Flitrad).

C_{27} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 10.000 pF, napięcie próby 1500 V (Filtrad).

C_{28} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 30.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1500 V (Filtrad).

C_{29} — kondensator elektrolityczny mokry o pojemności 16 mikrofaradów, napięcie robocze do 320 V max. (Philips).

C_{30} — kondensator elektrolityczny mokry o pojemności 16 mikrofaradów napięcie robocze do 320 V max. (Philips).

C_{31} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 10.000 pF, napięcie próby 1500 V (Filtrad).

C_{32} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 5.000 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1500 V Filtrad).

C_{33} — kondensator montażowy z dielektrykiem papierowym o pojemności 100 pF, bezindukcyjny, napięcie próby 1500 V (AH).

R_1 — opór montażowy masowy 0,1 megoma, obciążalność 0,5 wata (AH).

R_2 — opór montażowy masowy 0,1 megoma, obciążalność 0,5 wata (AH).

R_3 — opór montażowy drutowy 400 omów, obciążalność 1 wat (AH).

R_4 — opór montażowy masowy 50 omów, obciążalność 0,5 wata (AH).

R_5 — opór montażowy masowy 0.05 megoma, obciążalność 0,5 wata (AH).

R_6 — opór montażowy drutowy 10.000 omów, obciążalność 4 waty (AH).

R_7 — opór montażowy masowy 0,1 megoma, obciążalność 1 wat (AH).

R_8 — opór montażowy masowy 2 megomy, obciążalność 0,5 wata (AH).

R_9 — opór montażowy drutowy 300 omów, obciążalność 1 wat (AH).
R_{10} — opór montażowy masowy 1 megom, obciążalność 1 wat (AH).
R_{11} — opór montażowy masowy 0,05 megoma, obciążalność 1 wat (AH).
R_{12} — opór montażowy masowy 0,01 megoma obciążalność 1 wat (AH).
R_{13} — opór montażowy masowy 0,1 megoma, obciążalność 1 wat (AH).
R_{14} — potencjometr obrotowy węglowy 0,5 megoma o logarytmicznej charakterystyce (do regulacji siły głosu) z dwubiegunowym wyłącznikiem sieciowym (Philipsa).
R_{15} — opór montażowy masowy 0,01 megoma, obciążalność 0,5 wata (AH).
R_{16} — opór montażowy masowy 0,7 megoma, obciążalność 0,5 wata (AH).
R_{17} — opór montażowy drutowy 160 omów, obciążalność 1 wat (AH).
R_{18} — opór montażowy drutowy 100 omów, obciążalność 1 wat (AH).
R_{19} — opór montażowy masowy 0,5 megomy, obciążalność 0,5 wata (AH).
R_{20} — opór montażowy masowy, 5 megomów, obciążalność 0,5 wata (AH).
R_{21} — opór montażowy masowy 2 megomy, obciążalność 0,5 wat (AH).
R_{22} — opór montażowy masowy 100 omów, obciążalność 1 wat (AH).
$Dł_1$ — dławik małej częstotliwości o indukcyjności 10 H, oporze 200 omów, i obciążalności 65 mA, typ DF (Croix).
$Dł_2$ — dławik wielkiej częstotliwości — cewka komórkowa specjalna posiadająca 50 zwojów o średnicy 0,5 mm po cylindrze o średnicy 30 m.m.
$Dł_3$ — jak $Dł_2$.
Prz — przełącznik radio-gramofon — dwubiegunowy błyskawiczny (Castelco).
Przełącznik falowy 4-położeniowy 12-kontaktowy.
F_{62} — zespół wejściowy cewek Ferrocart (AH).
F_{63} — zespół między lampowy cewek Ferrocart (AH).
F_{77} — zespół oscylatorowy cewek dla cz. pośr. 470 kc — Ferrocart (AH).
F_{105} — 2 zespoły cewek pośredniej częstotliwości dla 470 kc — Ferrocart (AH).
2 szkielety amenitowe dla cewek krótkofalowych (War-Radio).

3 trimmery calitowe 40 pF (AH).
Skala pionowa (Arko).
2 żarówki do skali 0,3 A , 6 V.
Lampy: V_1 — EK 2, V_2 — EF 9, V_3 — CBL 1, V_4 — EM 1, *Vp* — CY 1, *Vb* — dl sieci 220 V — *C1* dla sieci 150 V — *C9* (Philips).
Głośnik dynamiczny ze stałym magnesem (Philips).
3 kapy do lamp (Tewa).
6 podstawek lampowy 8-kontaktowych.
Materiał montażowy.

Cewki.

Cewki dla zakresów średniofalowego i długofalowego są zupełnie gotowe do wmontowania, natomiast cewki krótkofalowe należy oddzielnie nawinąć na szkieletach amenitowych. Na jednym szkielecie nawijamy cewkę Ls_1 7 zwojami drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 1 mm oraz pomiędzy zwojami tej cewki cewkę *La* 4 zwojami drutu miedzanego o średnicy 0,2 mm w izolacji emaliowej i jedwabnej. Końce K_1 i K_2 obu tych cewek muszą leżeć obok siebie w sąsiednich rowkach szkieletu.

Na drugim szkielecie nawijamy cewkę Ls_2 7 zwojami drutu miedzianego srebrzonego o średnicy 1 mm oraz pomiędzy zwojami tej cewki cewkę *Lr* 6 zwojami drutu miedzianego o średnicy 0,2 mm w izolacji emaliowej i jedwabnej. Koniec K_3 i początek P_4 muszą leżeć w sąsiadujących ze sobą rowkach szkieletu.

Montaż.

Montaż odbiornika rozpoczynamy od przygotowania podstawy montażowej o wymiarach podanych w spisie części. W chassis należy wykonywać według schematów montażowych *(rys. 2 i 3)* otwory dla umocowania części, a więc dla podstawek lampowych, dla zespołów cewkowych, kondensatorów elektrolitycznych, skali, agregatu itp. Części poszczególne montujemy na chassis w tej samej co podano kolejności. Nadto umocowujemy w przedniej ścianie z prawej strony potencjometr R_{14}, w tylnej ścianie przełącznik *Prz* oraz w *tulejkach izolacyjnych wszystkie* gniazdka, a pod chassis przełącznik falowy, oraz dławiki $Dł_1$, $Dł_2$ i $Dł_3$.

Przy wykonywaniu połączeń w odbiorniku należy posługiwać się schematem ideowym z *rys. 1,* łącząc według niego, a posiłkując się schematem montażowym jedynie w celu zorientowania się, którędy dany przewód powinien być przeprowadzony. Trimmery dla agregatu kondensatorowego montujemy na małej płytce bakelitowej, która następnie zostaje umocowana na wierzchu kondensatora obrotowego. Przy wykonywaniu wszelkich połączeń należy zwracać uwagę na to, że chassis odbiornika połączone jest bezpośrednio z siecią i może zależnie od sieci posiadać w stosunku do ziemi napięcie równe napięciu sieci. Na ten fakt należy również zwrócić uwagę przy dokonywaniu pomiarów w odbiorniku oraz przy zestrajaniu. Przewody żarzeniowe należy prowadzić w ten sposób, aby nie znalazły się w pobliżu obwodów małej częstotliwości, a w szczególności w pobliżu obwodów lampy V_2 (która pracuje przy adapterze jako wzmacniacz małej częstotliwości) oraz przy obwodach siatkowych lampy V_1.

Polecamy tu Czytelnikom, którzy nie posiadają jeszcze praktyki w budowie większych odbiorników uniwersalnych zapoznanie się z artykułem, zamieszczonym w *Nrze 8/38* — „Wskazówki do budowy odbiorników uniwersalnych" a zawierającym szereg uwag, pozwalających na osiągnięcie lepszych rezultatów z odbiornikami uniwersalnymi.

Przy wmontowaniu odbiornika do skrzynki należy zwracać baczną uwagę, aby wszystkie metalowe części odbiornika mające połączenie z chassis, a więc śruby ustalające w gałkach, ew. nawet same gałki jeśli nie mają metalowe okucia, części skali, śruby do umocowania chassis, a w szczególności samo chassis od strony tylnej przy gniazdkach nie były dostępne dla dotyku. W przeciwnym razie moglibyśmy narazić osoby obsługujące na niebezpieczeństwo porażenia. Należy zatem przysłonić również starannie całą tylną stronę odbiornika, pozostawiając jako dostępne jedynie izolowane tulejki gniazd anteny, ziemi, adaptera i głośnika dodatkowego. Przewody żarzeniowe prowadzimy szeregowo od lampy *Vp* poprzez wszystkie inne lampy (w kolejności podanej na *rys. 1)* oraz żarówki oświetleniowe aż do masy odbiornika.

Uruchomienie i zestrojenie.

Przed umieszczeniem w odbiorniku lamp należy sprawdzić, czy kontakty żarzeniowe w podstawkach dla lamp V_1, V_2, V_3, V_4 i *Vp* oraz żarówki oświetleniowej $Ż_1$ nie posiadają połączenia z którymkolwiek z przewodów sieciowych lub z chassis. Następnie należy wstawić do odbiornika lampy. Dla sieci 200 V (plus-minus 15%) należy stosować jako V_B lampę C_1, dla sieci o napięciu *150 V* (plus minus 10%) natomiast lampę C_9. Dla sieci o napięciu od *100* do *130 V* wskaźnik strojenia V_4 nie może działać dla tych napięć, należy wstawiać do gniazdka lampy V_B cokół 8-kontaktowy od zniszczonej lampy, wmontowując do niej *100 omowy* opór drutowy obciążalny *6 W* pomiędzy kontakty, przeznaczone dla włók-

na oporowego w innych lampach regulacyjnych (jak na *rys. 1)* oraz zwierające sobą po dwa kontakty parami (jak zaznaczono na rys. 1 przy lampie V_B. Należy pamiętać, że odbiornik może być uruchomiony tylko wówczas gdy załączone zostały do niego wszystkie lampy wraz z żaróweczkami oświetleniowymi, bowiem cały obwód żarzeniowy połączony jest szeregowo. Dalej należy pamiętać, aby podczas pracującego odbiornika załączony był do gniazd głośnikowych głośnik. W przeciwnym wypadku można spowodować uszkodzenie lampy prostowniczej.

Czas potrzebny do zagrzania lamp wynosi tu do 1 do 1½ minuty.

Prąd anodowy lampy V_3 powinien przy sieci ok. 220 V wynosić 36 mA, natomiast napięcie anodowe prądu stałego na kondensatorze filtrującym C_{20} powinno wynosić:

przy sieci prądu zmiennego
220 V ok. 240 V
120 V „ 150 V
przy sieci prądu stałego
220 V ok. 200 V
120 V „ 100 V

Część małej częstotliwości odbiornika należy próbować przerzucając przełącznik *Prz* do pozycji *„adapter”* i załączając do gniazd *Gr* adapter. Przy normalnej płycie i normalnym adapterze powinno się uzyskać dosyć głośne odtwarzanie.

Dla sprawdzenia i zestrojenia obwodów wielkiej częstotliwości w odbiorniku należy zaopatrzyć przełącznik w kułaczki dla uruchamiania sprężyn kontaktowych. Bolczyki należy wstawiać w tych miejscach, aby pary sprężyn zaznaczone (x) były zwarte dla poszczególnych zakresów fal: (patrz tabela)

Następnie należy przystąpić do zestrojenia odbiornika. W tym celu doprowadza się do siatki sterującej (czwartej) oktody V_1 sygnał modulowany o częstotliwości *470 kc.* i do tej częstotliwości należy dostroić dokładnie oba zespoły pośredniej częstotliwości F_{115}.

Jako kolejna czynność następuje zestrojenie odbiornika na zakresie fal średnich. W tym celu należy przełączyć odbiornik przy pomocy przełącznika falowego na zakres fal średnich i doprowadzając do czwartej siatko oktody modulowany sygnał *546 kc.* (Budapeszt I) obracać tak śrubą

rdzenia średniofalowego w zespole F_{33}, aby otrzymać zgodność skali. Następnie należy zmienić częstotliwość sygnału doprowadzanego na *1384 kc* (Warszawa II) i przy pomocy trimmera na kondensatorze C_6 uzgodnić skalę. Czynności te należy jeszcze powtórzyć dwukrotnie, sprawdzając jednocześnie zgodność skali w punktach pośrednich, a więc najlepiej dla Pragi I, Wrocławia i Gliwic załączonego do oktody i według niego ustawić dokładnie agregat kondensatorów, poczem przełączywszy ten sam sygnał do gniazdka antenowego odbiornika regulować śrubami cewek średniofalowych w zespołach F_{62} *i* F_{63}. Następnie należy znów doprowadziś sygnał Gliwice do 4 siatki oktody, ustawić dokładnie według niego agregat kondensatorów (obracając gałką), a przerzuciwszy ten sam sygnał do gniazdka antenowego dostroić odpowiednio trimmery na kondensatorach C_4 *i* C_5. Dwie ostatnie czynności, a więc zestrojenie obwodów wejściowych dla Budapesztu i Gliwic należy jeszcze powtórzyć dwukrotnie.

Przełączywszy odbiornik na fale długie należy zestroić go dla fal Warszawa I i Deutschlandsender. W tym celu doprowadza się sygnał *191 kc* (Deutschlandsender) do 4 siatki oktody i regulując rdzeniem cewki długofalowej w zespole oscylatora F_{5} uzgadnia się skalę na tej fali. Zgodność skali dla Warszawy I *(224 kc.)* należy sprawdzić. Następnie należy powrócić do sygnału *191 kc* i według niego ustawić dokładnie agregat kondensatorów, poczym przełączywszy ten sam sygnał do gniazdka an-

Kontakty	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Fale krótkie	×					×	×		×	
Fale średnie		×	×	×	×			×		×
Fale długie					×					

tenowego odbiornika należy regulować śrubami cewek długofalowych zespołów F_{63} i F_{62}. Nie należy tu pod żadnym pozorem zmieniać dokonanego już uprzednio zestrojenia cewek średniofalowych ani też ustawienia trimmerów na agregacie kondensatorowym.

Zestrajanie to należy powtórzyć kilkakrotnie (zależnie od tego jak dokładnie zostało ono wykonane), gdyż w ten sposób uzyskuje się lepsze zestrojenie odbiornika, a co za tym idzie lepszą czułość i selektywność odbiornika mniejsze szumy i zakłócenia przy odbiorze oraz lepszą zgodność skali.

Po dokładnym zestrojeniu odbiornika na falach średnich i długich należy przełączyć go na zakres krótkofalowy i sprawdzić jakość odbioru. Jeśli cewki krótkofalowe były wykonane starannie i dokładnie według opisu, to tego rodzaju zestrojenie odbiornika na falach średnich i długich powinno jednocześnie zabezpieczyć wystarczająco dokładne zestrojenie aparatu na falach krótkich.

Po dokładnym zestrojeniu i sprawdzeniu jakości odbioru należy zabezpieczyć przed rozregulowaniem śruby regulacyjnej rdzeni cewek średnich- i długo falowych oraz w zespołach pośredniej częstotliwości jak również śruby trimmerów przy pomocy lakieru szybkoschnącego lub za pomocą wosku topionego na kolbie.

Należy tu przypomnieć jeszcze raz o koniecznym przestrzegania ostrożności przy pomiarach, zestrajaniu i obsłudze odbiornika, aby wskutek niewłaściwych manipulacji nie spowodować porażenia osoby obsługującej odbiornik. Nadto przypomina się, że dla sieci o napięciu poniżej 150 V nie można zupełnie stosować wskaźnika strojenia.

Przy załączeniu odbiornika do sieci prądu stałego należy pamiętać o biegunowości sieci. Może się zdarzyć, że wskutek odwrócenia biegunów wtyczki lampy odbiornika będą się rozgrzewać i skala będzie oświetlona, ale pomimo to po upływie normalnego czasu lampy nie rozpoczynają właściwej pracy i odbiornik pozostaje zupełnie cichy. W tym wypadku należy poprostu odwrócić w kontakcie ściennym wtyczkę sieciową, tak aby zostały uzgodnione bieguny sieci. Takie mylne załączenie odbiornika dzięki lampie prostowniczej zupełnie nie jest niebezpieczne dla odbiornika. Przy sieci prądu zmiennego zjawisko takie oczywiście nie może mieć miejsca.

Krótkofalarstwo

Z. Stephan

Projektowanie i budowa transformatora sieciowego

W artykule tym zajmiemy się transformatorami do zasilania amatorskich stacji nadawczych. Transformatory anodowe małej mocy nie opłaca się budować samemu, gdyż te w produkcji fabrycznej są niewiele droższe od wykonania amatorskiego. Znaczna natomiast różnica w cenie wyłania się w miarę wzrostu mocy — oczywiście na korzyść roboty amatorskiej. Niejednokrotnie taki transformator wypada o 50 — 60% taniej niż odpowiednik fabryczny. Sposób obliczenia transformatora małej i dużej mocy jest jednakowy. To też ci czytelnicy, którzy chcieliby skonstruować sobie transformatorek o specjalnych danych — mogą wzorować się podanymi tutaj danymi. W obliczeniach, obok wzorów teoretycznych, podajemy równolegle przykłady, na których jasno widoczny jest sposób obliczeń i ich kolejność.

W transformatorze rozróżniamy trzy charakterystyczne elementy, tj. uzwojenie pierwotne, wtórne (jedno lub kilka) i rdzeń z żelaznych, między sobą izolawnych, blaszek. Wszystkie uzwojenia nawinięte są izolowanym drutem miedzianym na szpulach zawierających w środku wspólny dla nich rdzeń.

Uzwojenia mogą znajdować się jedno na drugim (*rys. 1* i *2*) U_1 i U_2, lub jedno obok drugiego i są wzajemnie od siebie odizolowane. Prąd przepływający przez uzwojenie pierwotne wywołuje zmienny strumień pola magnetycznego w rdzeniu. Zmieniająca się w sposób sinusoidalny wartość strumienia powoduje, w zwojach jego obejmujących, siłę elektromotoryczną. Siła elektromotoryczna jest wprost proporcjonalna do ilości zwoi wtórnych każdego z uzwojeń. Zależność pomiędzy napięciami na uzwojeniu pierwotnym i wtórnym a zwojami wyraża się wzorem:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_1}{N_2} \quad . \ . \ . \ . \ 1$$

U_2 — np. na uzw. wtórnym.
U_1 — np. uzwojenia pierwotnego.
N_2 — ilość zwoi wtórnych.
N_1 — ilość zwoi pierwotnych.

Z drugiej strony, w przypadku idealnym, moc uzwojenia wtórnego jest równa mocy uzwojenia pierwotnego.

$$I_1 U_1 = I_2 U_2 \quad . \ . \ . \ . \ 2$$

I_1 — prąd uzwojenia pierw.
I_2 — prąd uzwojenia wtórnego.

Podstawiając stosunek $\frac{U_2}{U_1}$ z równania drugiego do równania I otrzymamy zależność:

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

Wynika z tego, że im liczba zwoi większa, tym napięcie większe, ale prąd mniejszy.

W rzeczywistości, wskutek strat na ciepło Joule'a w uzwojeniach, strat od prądów wirowych i histerezy w rdzeniu, moc uzwojenia wtórnego jest mniejsza od mocy uzwojenia pierwotnego. Stosunek mocy wtórnej do mocy pierwotnej wyrażony w procentach zwie si^ sprawnością transformatora.

Dla małych transformatorków do *65 wat* przyjmujemy dla naszych obliczeń *75%* sprawności, dla transformatorków większych do *100 wat* sprawność wyniesie już około *80 — 85%*. (D. c. n.).

Z. Stephan

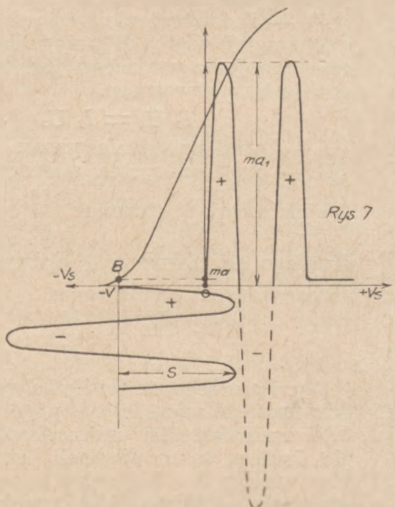
Wzmaczniacz w klasie A, AB, B i C

(dokończenie)

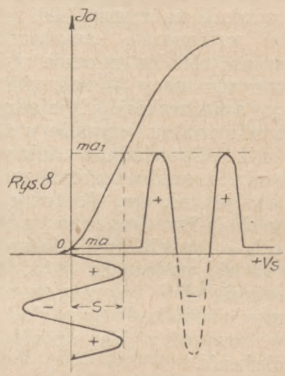
Ponieważ układ jest symetryczny, sprzężeniez lampą wytwarzającą drgania musi być nieco inne. Zastosowaliśmy sprzężenie indukcyjne — obwody: L_1C_1 i LC nastrojone są na tę samą częstobliwość generatora. W klasie C sterowanie odbywać może się bezwatowo, gdy amplituda s nie przekracza napięcia ujemnego V.

Bezwatowe sterowanie spotykane jedynie przy modulacji pierwszej siatki. Zwykle dążąc do osiągnięcia maksymalnego ? — co ma miejsce przy nadawaniu telegraficznym, do siatki lampy *Lw* przykładamy tak duże zmienne napięcie *s*, że powstaje znaczny nawet prąd siatkowy.

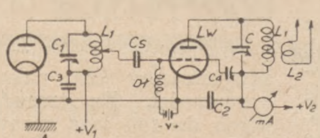
W tym wypadku oczywista dla sterowania potrzebna jest pewna moc wysokiej częstotliwości. Układy, gdzie napięcie ujemne na siatce lampy *Lw* wytwarza się na oporze włączonym w szereg z dławikiem *Di* *(Rys. 9)*, wymagają sterowania z reguły watowego. Napięcie ujemne powstaje wsku-



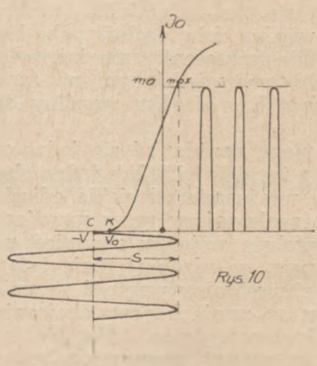
Rys 7



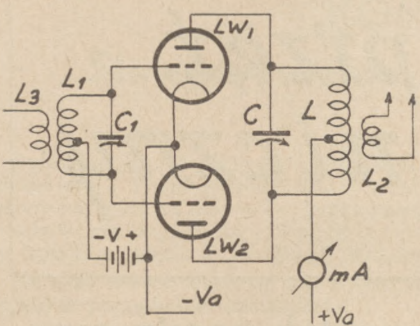
Rys.8



Rys. 9



Rys. 10



Rys. 11

tek prądu siatki, płynącego nazewnątrz lampy w kierunku od katody do siatki przez opór i dławik. Jak z powyższego wynika, napięcie ujemne jest pedynie wtedy, kiedy jest sterowanie.

Aby zabezpieczyć lampę przed przeciążeniem na wypadek zerwania się drgań wysokiej częstotliwości generatora, stosujemy w katodzie lampy *Lw* opór blokowany pojemnością. Opór ten spełnia tę samą rolę, co opór katodowy w popularnych wzmacniaczach niskiej częstotliwości klasy *A*. Mianowicie przepływający przez niego prąd anodowy wytwarza niezbędne napięcie ujemne siatki, zabezpieczające lampę przed zbyt dużym prądem emisyjnym.

Przypominamy o odnowieniu prenumeraty na II kwartał r. b.

ADMINISTRACJA

Nowy sprzęt radiotechniczny

„Philoscop" uniwersalny mostek pomiarowy

Philoscop jest owym precyzyjnym przyrządem pomiarowym do pomiaru oporów i pojemności. Odznacza się on małymi rozmiarami i wagą, jest bardzo czuły, pewny w działaniu, wygodny w obsłudze i dzięki specjalnemu układowi mostka, może być użyty do bardzo dużej ilości zakresów pomiarów. Mostek pomiarowy Philipsa może być zasilany z dowolnej sieci prądu zmiennego o napięciu od 100 do 250V i częstotliwości od 40 do 10.000 Kc, baterie są więc niepotrzebne. Możność zasilania aparatu prądem zmiennym o dużych częstotliwościach jest szczególnie ważna przy mierzeniu oporności elektrolitów.



Napięcie zasilające redukowane jest przy pomocy transformatora do 1 V, które to napięcie służy do wykonywania pomiarów. Małe opory i duże pojemności mogą więc być mierzone z dużą łatwością. Dzięki małemu napięciu pomierowemu, przeciążenie oporów podczas pomiaru jest niemożliwe. Zakres pomiarów jest bardzo duży. Przy pomocy tego aparatu można mierzyć pojemność od 1 $\mu\mu$F do 10 μF i opory od 0,1 oma do 10 megomów.

Przy zastosowaniu specjalnych wzorów można również mierzyć samoindukcję. Zakres pomiarów może być rozszerzony do wielu setek mikrofaradów i megomów. Jako wskaźnik zerowy zastosowana jest lampa katodowa, działająca bez wszelkiej bezwładności i pozbawiona zjawiska paralaksy. Wskaźnik lampowy połączony jest z odpowiednim wzmacniaczem, dzięki czemu czułość aparatu jest jeszcze bardziej zwiększona. Jako lampa wzmacniająca zastosowana jest pentoda o stromej charakterystyce.

Rezultaty pomiarów mogą być odczytywane na jednej i tej samej skali z dokładnością co najmniej 2%. Przyrząd nie wymaga stosowania wykresów itp.

Uniwersalny mostek pomiarowy Philipsa „PHILOSCOP" jest niezastąpionym przyrządem pomiarowym dla laboratoriów oraz fabryk w dziedzinie elektrotechniki, w zakładach mechanicznych, w biurach instalacyjnych instytów badawczych itp.

KOMUNIKAT
Stowarzyszenia Absolwentów P. K. R.

Podajemy do wiadomości wszystkich Członków i Sympatyków Stowarzyszenia, że odczyt p. L. Wiśniewskiego, który miał być wygłoszony dnia 18.II br. — został przełożony na dzień 12 marca br. Przypominamy iż tematem odczytu jest *zastosowanie radia w lotnictwie*, wstęp dla członków i wprowadzonych gości — wolny. Odczyt wygłoszony będzie w lokalu P. K. R. ul. Mokotowska 6.

Dnia 26 marca odbędzie się Walne Zgromadzenie członków Stowarzyszenia z następującym porządkiem dziennym:

1. Zagajenie i wybór Przewodniczącego.
2. Odczytanie protokółu z poprzedniego Zgromadzenia.
3. Sprawozdania z działalności za rok ubiegły.
4. Dyskusje nad sprawozdaniami.
5. Omówienie programu na rok następny.
6. Wybory Władz Stowarzyszenia.
7. Wolne wnioski.

Przypominamy, że obowiązkiem wszystkich cz.onków jest uczestniczenie w Zgromadzeniu. Członkowie zalegający w składkach członkowskich tracą głos.

Warunki prenumeraty

PRENUMERATA (za pełne okresy kalendarzowe): kwartalne 2 zł. 70 gr.; półroczna 5 zł., roczna 9 zł. *Za pobraniem pocztowym miesięczników Administracja nie wysyła.* Wpłaty należy przesyłać na Konto czekowe P. K. O. 2366 lub pod adresem Administracji Warszawa, ulica Złota 32, m. 3. Pojedynczy numer — 1 zł., z przesyłką — 1 zł. 20 gr.

ADMINISTRACJA PISMA CZYNNA CODZIENNIE OD *9.15* DO *18.*

OGŁOSZENIA. Ceny ogłoszeń na zapytanie.

NACZELNY REDAKTOR przyjmuje w czwartki od godz. *16 — 17.*

Redakcja zastrzega sobie prawo robienia poprawek w rękopisach.

PRZEDRUK ARTYKUŁÓW WZBRONIONY. Nadesłanych rękopisów nie zwraca się.

Porady techniczne

WARUNKI UDZIELANIA PORAD

1) Redakcja będzie udzielać porad technicznych BEZPŁATNIE na trzy pytania ustnie lub listownie Za każde następne pytanie obowiązuje opłata w wysokości 25 gr. Do listu należy dołączyć znaczek pocztowy (25 gr.) na odpowiedź niezależnie od opłaty za poradę oraz jeden z właściwych kuponów (data), zamieszczonych w bieżącym numerze „Radiotechnika". Listy nieodpowiadające wymienionym warunkom pozostaną bez odpowiedzi.

2) Ustne porady będą udzielane w lokalu Redakcji, we czwartki od godziny 16 — 17. Okazanie właściwego kuponu obowiązujące. Za sprawdzenie montażu odbiornika, części, napięć i t. p. będzie pobierana opłata.

3) Do poradni „Radiotechnika" należy adresować:

„Radiotechnik", Warszawa, ulica Złota 32, m. 3.
Porady Techniczne.

UWAGA: Redakcja zastrzega sobie prawo nieudzielania odpowiedzi i zwraca nadesłaną opłatę, po potrąceniu porta. Odpowiedzi na porady listowne udzielane są w terminie dwutygodniowym.

KUPONY NA PORADY TECHNICZNE

RADIOTECHNIK Nr. 3 KUPON A na 3 pytania Ważny do 8/III 1939	RADIOTECHNIK Nr. 3 KUPON B na 3 pytania Ważny do 15/III 1939	RADIOTECHNIK Nr. 3 KUPON C na 3 pytania Ważny do 22/III 1939	RADIOTECHNIK Nr. 3 KUPON D na 3 pytania Ważny do 31/III 1939

Zakł. Graf. „DRUKPRASA" Sp. z o. o. Nowy-Świat 54, tel. 615-56 i 242-40.